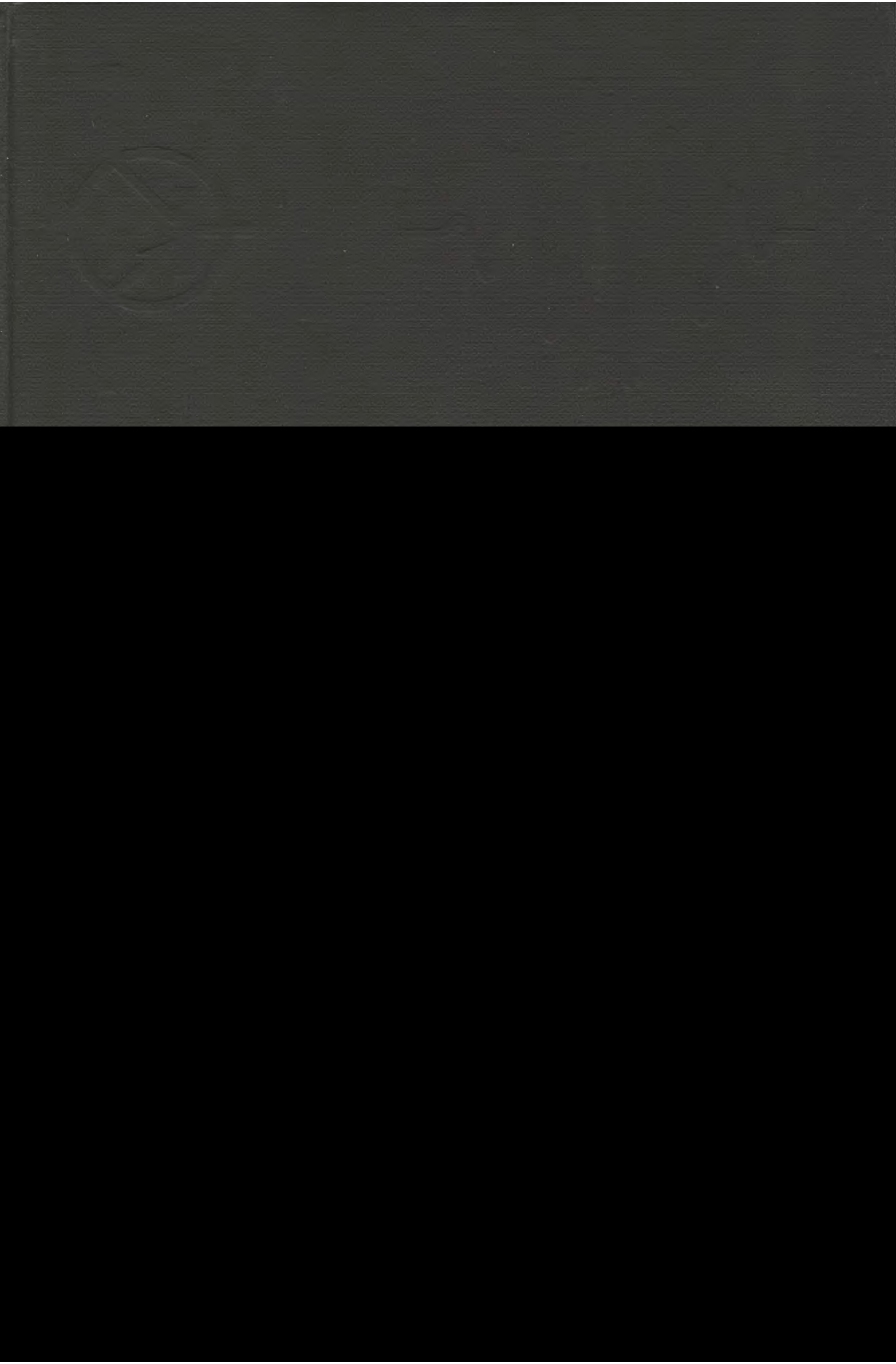


СПРАВОЧНИК ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

ТОМ 3

Под общей редакцией
профессора, доктора технических наук
А. А. КУЛИКОВСКОГО

ИЗДАТЕЛЬСТВО • «ЭНЕРГИЯ» • МОСКВА • 1970

С74
6Ф2(083)

УДК 621.37/39(031)

Составители: В. И. Алексеев, Ф. И. Барсуков, И. А. Болошин, В. В. Васин, О. В. Власов, Б. Х. Кривицкий, В. А. Кузнецов, М. В. Максимов, В. И. Матов, С. В. Перцов, Б. М. Степанов

С74 **Справочник** по радиоэлектронике в трех томах. Под общей ред. проф., докт. техн. наук А. А. Куликовского. Том 3, «Энергия», 1970.

816 стр. с илл. На обороте тит. л. составители В. И. Алексеев, Ф. И. Барсуков, и др.

Приводятся сведения по теории и практике систем автоматического регулирования, автоматике радиоустройств, электромеханическим элементам устройств автоматики, электронным вычислительным машинам, а также сведения по системам радиолокации и радионавигации, телеметрии, радиоуправлению, инфракрасной технике и надежности радиоэлектронной аппаратуры.

3-3-12
280-70

6Ф2(083)

ПРЕДИСЛОВИЕ

Издательство «Энергия», завершая первое издание справочника, сознает, что издание, естественно, не лишено различных недостатков, вызванных трудностями отбора очень широкого круга вопросов и необходимостью их сжатого изложения, а также трудностями, связанными с согласованием работы большого коллектива авторов.

Издательство благодарит всех читателей, приславших замечания и пожелания, и учтет их при следующем издании.

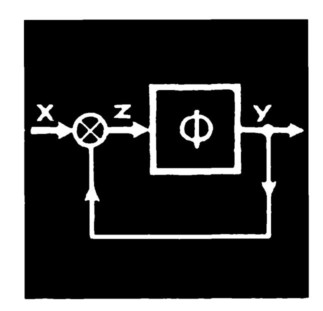
Материалы третьего тома справочника составили: доцент, канд. техн. наук Валентин Ильич Алексеев — раздел 28; доцент, канд. техн. наук Филипп Иванович Барсуков — разделы 23 и 26; доцент, доктор техн. наук Игорь Александрович Болошин — раздел 29; доцент, канд. техн. наук Владимир Васильевич Васин — § 25-7, 25-8; доцент, канд. техн. наук Олег Валерианович Власов — § 25-9; доцент, канд. техн. наук Борис Хацкелевич Кривицкий — разделы 21 и 22; доцент, канд. техн. наук Веньямин Алексеевич Кузнецов — раздел 30; профессор, доктор техн. наук Матвей Васильевич Максимов — раздел 27; кандидат, доктор техн. наук Виктор Иванович Матов — раздел 24; канд. техн. наук Сергей Викторович Перцов — § 25-10—25-15; доцент, канд. техн. наук Борис Михайлович Степанов — § 25-1—25-6.

СОДЕРЖАНИЕ

3-го тома

В первом томе изложены разделы: 1. Математика. 2. Теория передачи информации. 3. Оптимальная фильтрация. 4. Сведения из теории электричества. 5. Радиотехнические цепи. 6. Распространение радиоволн. 7. Антенно-фидерные устройства. 8. Электровакуумные приборы. 9. Полупроводниковые приборы. 10. Электронные усилители. 11. Импульсные устройства.

Во втором томе изложены разделы: 12. Радиопередающие устройства. 13. Радиоприемные устройства. 14. Радиовещательная техника и электроакустика. 15. Телевидение. 16. Запись и воспроизведение информации. 17. Электропитание радиоустройств. 18. Радиоизмерительная техника. 19. Электрические измерения неэлектрических величин. 20. Конструирование радиоэлектронной аппаратуры.



РАЗДЕЛ 21

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

СОДЕРЖАНИЕ

21-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Автоматические системы

Различные аппараты и системы, в которых осуществляются целенаправленные действия в соответствии с вводимой в них информацией без активного вмешательства со стороны оператора, называют автоматическими системами. Управляющая информация содержится в управляющих воздействиях, поступающих на вход системы управления.

Автоматические системы делятся на две группы: системы без обратной связи и системы с обратной связью — системы автоматического регулирования (САР).

В системах без обратной связи способ действий не зависит от результата действий: характер функционирования автомата будет неизменным независимо от того, соответствует ли выходной эффект желаемому. Это происходит от того, что в таких автоматах *отсутствует цепь передачи информации о результатах действия автомата, т. е. цепь обратной связи.*

Системы автоматического регулирования

В этих системах характер процессов (или способ действий) зависит от выходного результата, информация о котором по цепи обратной связи подается ко входу системы.

Системы автоматического регулирования предназначены для автоматического (без активного вмешательства оператора) поддержания одной или нескольких физических величин на определенном уровне или изменения их в соответствии с управляющими воздействиями.

Помимо управляющих воздействий на вход и на отдельные элементы системы воздействуют возмущения (помехи), на которые система не должна реагировать. Управляющие воздействия должны с наименьшими ошибками воспроизводиться, а возмущения — эффективно подавляться системой автоматического регулирования.

Процесс управления в общих чертах происходит по следующей схеме (рис. 21-1). На измерительное устройство *ИУ* (или устройство сравнения) поступают:

управляющая информация (или управляющее воздействие) со стороны входа;

выходные сигналы (регулируемая величина) по цепи обратной связи.

В *ИУ* производится сравнение управляющего воздействия с регулируемой величиной и при возникновении несоответствия между ними вырабатываются сигналы рассогласования, которые после усиления и преобразования воздействуют на объект регулирования, вследствие чего состояние объекта регулирования изменяется, а рассогласование уменьшается. Так образуется замкнутый контур, наличие которого является определяющим признаком системы автоматического регулирования.

Одновременно с управляющими воздействиями в различные точки контура управления поступают возмущения (помехи). Помехи, воздействующие на измерительный элемент $П_{и.у}$ и объект регулирования $П_{о.р}$, обычно являются следствием изменения условий работы системы управления (температуры, давления, влажности и т. п.) Помехи $П_{вх}$ поступают на вход вместе с управляющим воздействием. В общем случае в систему могут вводиться дополнительные сигналы (*ДС*), полученные от вспомогательных измерителей. В этих сигналах помимо полезных составляющих, предназначенных для улучшения процесса управления, также могут содержаться помехи $П_{д.с}$.

В одном и том же объекте может происходить регулирование нескольких параметров. Например, при полете самолета (объект регулирования) могут быть поставлены требования сохранения высоты и курса. Это достигается с помощью рулевых органов, которые меняют свое положение под действием содержащихся в автопилоте автоматических систем стабилизации высоты и курса. Между отдельными системами могут возникать связи, которые в некоторых случаях являются вредными, мешающими правильному функционированию системы, и поэтому их стремятся ослабить или устранить. Иногда, напротив, эти связи удается использовать так, чтобы в результате взаимодействия систем получить более благоприятные результаты.

Системы автоматического регулирова-

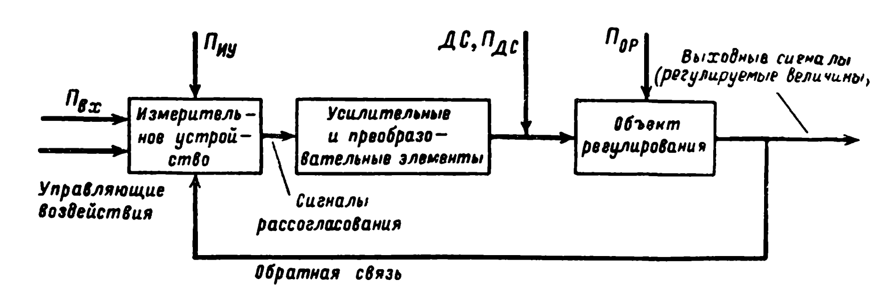


Рис. 21-1. Общая функциональная схема системы автоматического регулирования.

ния принято делить на две группы: системы автоматической стабилизации и следящие системы.

Системы автоматической стабилизации предназначены для поддержания заданного (обычно неизменного) значения одной или нескольких регулируемых величин.

При отклонении регулируемой величины $\Theta_{вых}$ от заданного значения $\Theta_{вх}$, вызванного какими-либо возмущениями, возникает рассогласование Θ; в измерительном устройстве *ИУ* величина Θ преобразу-

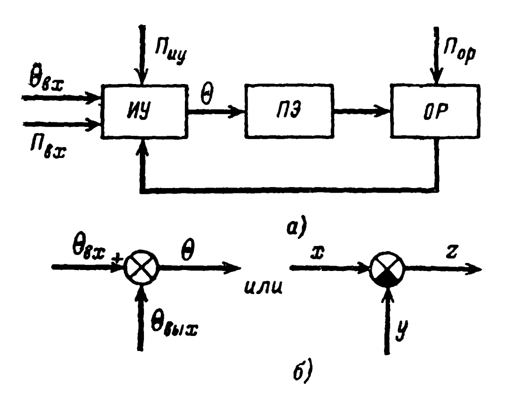


Рис. 21-2. Функциональная схема системы автоматической стабилизации.

ется в сигнал, который проходит через промежуточные элементы *ПЭ* (усилители, преобразователи) и воздействует на объект регулирования *ОР* (рис. 21-2, *а*). В результате этого регулируемая величина изменяется так, что различие между указанными величинами $\Theta_{вых}$ и $\Theta_{вх}$ уменьшается и в идеальном случае они станут одинаковыми. Таким образом осуществляется стабилизация выходной величины $\Theta_{вых}$ относительно заданного значения $\Theta_{вх}$.

Схематические обозначения одной из основных операций, производимых измерительным элементом (образование сигнала рассогласования $\Theta=\Theta_{вх}-\Theta_{вых}$ или $z=x-y$), приведено на рис. 21-2, *б*.

Измерительные и промежуточные элементы иногда выделяют в отдельное устройство — автоматический регулятор.

Следящие системы предназначены для автоматического слежения за управляющим воздействием, которое может изменяться произвольно. Управляющим воздействием может быть величина углового перемещения объектов, расстояние между ними, частота или фаза колебаний и т. д. Измеренным значением управляющего воздействия является выходная величина $\Theta_{вых}$.

В системах радиоавтоматики (см. разд. 22) управляющая информация заключена в различных параметрах высокочастотных колебаний, поступающих на антенну или вход радиоприемника, т. е. содержится в амплитуде, времени запаздывания, частоте или фазе этих колебаний. С выхода системы снимается измеренное значение управляющего воздействия в виде угла перемещения антенной системы или в виде напряжений, пропорциональных $\Theta_{вых}$.

Существенных различий в принципах действия систем автоматической стабилизации и следящих систем нет, и отнесение автоматической системы к тому или иному классу носит условный характер и зависит главным образом от условий работы (характера управляющих воздействий).

В системе автоматической стабилизации входное воздействие обычно является неизменным, и основная задача состоит в поддержании регулируемой величины на заданном уровне независимо от внешних возмущений, действующих на систему.

В следящей системе основное значение имеет влияние изменяющихся управляющих воздействий, и задача системы состоит в возможно более точном воспроизведении этих воздействий независимо от характера их изменений и помех, воздействующих на систему.

В дальнейшем все свойства рассматриваются применительно к следящим системам; результаты, полученные при анализе следящих систем, полностью применимы и к системам автоматической стабилизации.

Системы программного регулирования. Помимо перечисленных различают также системы программного регулирования. Они действуют как следящие системы с той разницей, что заранее известно, как будут изменяться управляющие воздействия, так как они задаются программой. Благодаря этому характеристики системы могут быть выбраны с учетом известной информации так, чтобы сделать систему возможно более точной.

Примеры автоматических систем. *Буквопечатающая радиоаппаратура (телетайп).* При нажатии клавиши аппарата на передающей стороне посылается кодовый радиосигнал, который вызывает срабатывание соответствующей клавиши аппарата на приемной стороне, в результате чего печатается нужная буква. Обратной связи с приемного пункта на передающий пункт нет, и правильность полученного сообщения не контролируется. Таким образом, телетайп является циклическим автоматом.

Ошибки, возникающие при передаче вследствие сбоя или радиопомехи, автоматически не исправляются системой: способ действий системы не зависит от результатов ее работы (т. е. от того, правильно или с ошибками ведется передача).

Системы автоматической регулировки усиления. В радиоприемных устройствах для автоматической стабилизации уровня выходных сигналов используются системы автоматической регулировки усиления (АРУ) двух типов (рис. 21-3).

АРУ «вперед» — когда регулирующее напряжение, полученное в результате амплитудного детектирования и усиления

сигналов, снимаемых с выхода УПЧ, подается на последующие каскады усилителя колебаний низкой частоты (УНЧ) с переменным коэффициентом усиления. При увеличении амплитуды сигнала $u_{вх}$ на входе УПЧ возрастает напряжение регулирования, вследствие чего коэффициент передачи УНЧ падает. Регулирующее действие может быть рассчитано так, чтобы уровень выходных сигналов $u_{вых}$ оставался при этом почти неизменным.

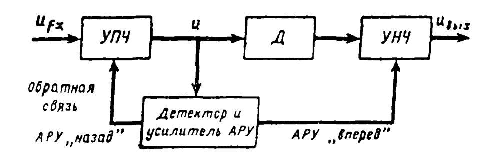


Рис. 21-3. Функциональная схема системы АРУ «вперед» и «назад».

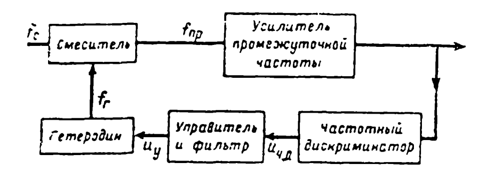


Рис. 21-4. Функциональная схема системы АПЧ.

Такая система лишена обратной связи, и любые изменения коэффициентов усиления регулируемых каскадов (например, вследствие изменения характеристик элементов) не исправляются системой: поскольку цепь обратной связи отсутствует, нет информации об уровне выходного сигнала u, следовательно, о необходимости изменения регулирующего воздействия.

АРУ «назад» — когда регулирующее напряжение получается тем же способом, что и раньше, но под действием этого напряжения изменяется коэффициент передачи предшествующих элементов, т. е. каскадов УПЧ. В этом случае регулирующее действие зависит от величины сигнала на выходе УПЧ. Любые изменения величины этого сигнала передаются по цепи обратной связи от точки u через детектор и усилитель обратно к УПЧ и вызывают реакцию, направленную на стабилизацию этого уровня. Такая система является системой автоматического регулирования.

Система автоматической подстройки частоты гетеродина радиоприемника (рис. 21-4) предназначена для автоматической стабилизации промежуточной частоты $f_{пр}$, равной разности частот сигнала (f_c) и гетеродина ($f_г$). При отклонении частоты от номинального значения на выходе частотного дискриминатора системы возникает сигнал $u_{ч.д}$, передаваемый на управитель частоты гетеродина. Частота гетеродина вследствие этого изменяется так, чтобы противодействовать изменению разностной (промежуточной) частоты $f_{пр}=f_c-f_г$, т. е. система автоматически регулирует и стабилизирует разностную частоту $f_{пр}$ при уходе частоты гетеродина и изменении частоты сигнала. Однако систему можно рассматривать и как следящую, с помощью которой частота гетеродина «следит» за изменениями частоты сигнала. Во многих практических случаях основное значение имеет именно нестабильность частоты сигнала, и тогда рассмотрение системы АПЧ как следящей более удобно. Методы и результаты анализа не зависят от того, рассматривается ли эта система как следящая или как система автоматической стабилизации.

Система автоматического определения направления на объект (автоматический радиопеленгатор). На рис. 21-5 приведена функциональная схема одного из простейших типов радиопеленгаторов, иллюстрирующая принцип работы системы. Благодаря использованию антенны направленного действия появляется возможность иметь на входе радиоприемника сигнал, амплитуда которого зависит от направления на работающую радиостанцию или объект, отражающий радиоволны. Диаграмма направленности периодически переключается (коммутируется) из положения *I* в положение *II*.

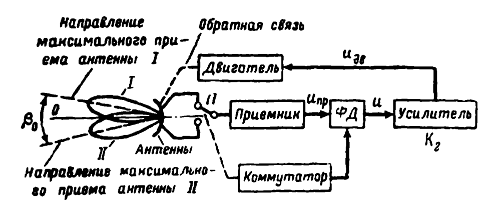


Рис. 21-5. Функциональная схема простейшего автоматического радиопеленгатора.

При отклонении направления на радиостанцию от линии пересечения диаграмм (равносигнального направления) *OO* (рис. 21-6, *а*), например, вверх сигнал, принятый антенной в положении *I* и пропорциональный отрезку *db*, будет больше, чем сигнал, принятый антенной в положении *II* (отрезок *dc*). В результате этого выходное напряжение приемника оказывается модулированным по амплитуде (рис. 21-6, *б* диаграмма *2*). При изменении знака углового отклонения огибающая изменяет свою фазу на противоположную (отрезки *d'b'*, *d'c'* на рис. 21-6, *а* и диаграмма *3* на рис. 21-6, *б*).

Огибающая $u_{пр}$ с выхода приемника поступает на фазовый детектор *ФД*, на который, кроме того, подается опорное напряжение с коммутатора, сфазированное с переключением диаграммы. Поэтому на выходе *ФД* образуется сигнал $u_{ф.д}$, полярность которого зависит от знака, а величина — от углового отклонения равносигнального напряжения от направления на радиостанцию. Этот сигнал после усиления поступает на двигатель, автоматически поворачивающий антенную систему в сторону

уменьшения указанного отклонения. В результате действия системы отклонение (рассогласование) поддерживается достаточно малым и равносигнальное направление оказывается близким к направлению на радиостанцию (или на объект, отражающий радиоволны), т. е. антенная система «следит» за направлением прихода радиоволн, указывая пеленг радиостанции или угловое положение объекта. Описанная система является следящей (рис. 21-6, *в*), поскольку образуется замкнутый контур регулирования: антенна — радиоприемник — преобразовательные и усилительные элементы — приводной двигатель — антенна.

Самонастраивающиеся и экстремальные системы. Систему автоматического регулирования стремятся сконструировать так, чтобы она функционировала наилучшим образом, что достигается соответствующим выбором параметров и структуры системы. Поскольку характеристики внешних (управляющих и мешающих) воздействий не остаются постоянными, а меняются с течением времени, параметры (а иногда и входящие в нее элементы) системы для достижения наилучших результатов должны также подвергаться изменениям. Системы, в которых это осуществляется автоматически, без участия оператора, называются самонастраивающимися. Часто осуществление самонастраивающихся систем наталкивается на практические (а иногда и принципиально неустранимые) трудности.

В отдельную группу выделяются системы, в которых осуществляется слежение за максимальным или минимальным значением какой-либо функции. Такие системы называются экстремальными. В экстремальной системе может осуществляться слежение за минимумом ошибки (сигнала рассогласования) системы. Экстремальными будут также системы, в которых осуществляется автоматическое слежение за экстремумом регулируемой величины. Например, система автоматической настройки контуров, где частота настройки (максимум частотной характеристики) следит за заданной частотой входных колебаний.

В некоторых случаях для достижения экстремума требуется изменение параметров и структуры системы; такая экстремальная система будет также и самонастраивающейся.

Классификация и терминология в области самонастраивающихся систем еще не установились. Наряду с указанным для обозначения систем, меняющих свою структуру и параметры при изменении условий работы, применяются также термины «самоорганизующиеся», «адаптивные», «самообучающиеся» системы. В некоторых случаях последние термины считают более широкими, чем термин «самонастраивающиеся». Часто экстремальные системы относят к отдельному классу, не причисляя их к самонастраивающимся.

В последние годы развиваются игровые автоматические системы, действие которых основано на использовании теории игр (статистических решений); осуществление таких систем стало возможным в результате появления цифровых математических машин.

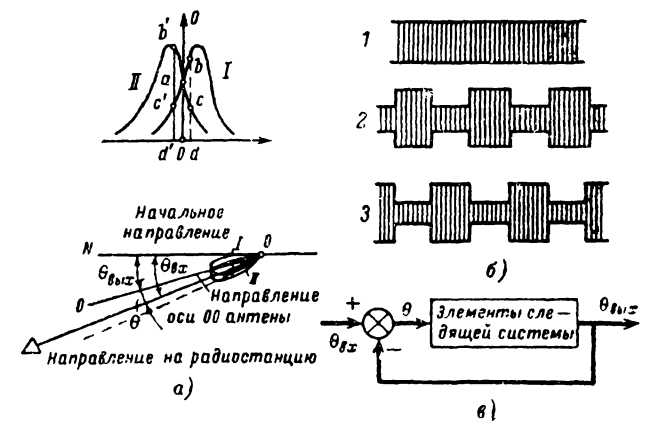


Рис. 21-6. К схеме радиопеленгатора.

а — взаимное расположение осей и диаграмм направленности (00 — равносигнальное направление, Θ — угол между равносигнальным направлением и направлением на радиостанцию); *б* — диаграммы напряжений на входе радиоприемника (*1* — если радиостанция на равносигнальном направлении; *2*, *3* — если направление на радиостанции находится справа или слева от равносигнальной зоны); *в* — представления радиопеленгатора в виде следящей системы.

Теория автоматического регулирования и ее задачи

Основные задачи теории автоматического регулирования. Теория автоматического регулирования рассматривает принципы построения и исследование (анализ и синтез) систем автоматического регулирования.

Анализ системы при заданных ее параметрах включает: исследование устойчивости систем; исследование установившихся (статических) режимов; исследование динамических (переходных) режимов при воздействии различных входных сигналов (в том числе мешающих).

Синтез системы включает проектирование системы автоматического регулирования (выбор ее структуры и параметров) по заданным требованиям (быстродействие, точность работы и т. д.)

Чаще всего в практике приходится сталкиваться с неполной (частичной) задачей синтеза, когда часть системы, обусловленная необходимостью выполнения опре-

деленных функциональных операций, бывает заранее задана. Например, задан тип исполнительного или измерительного устройства; необходимо синтезировать промежуточные элементы системы так, чтобы удовлетворить заданным требованиям.

Задачи анализа и синтеза тесно связаны.

Анализ систем регулирования производится для определения и улучшения основных динамических характеристик системы; синтез производится на основе предварительного анализа с учетом возможностей реальной системы, найденных путем предварительного исследования типовых систем различных классов.

Рис. 21-7. Обозначения динамического звена.

а — в символической форме; *б* — в операторной форме; *в* — в условной форме, принятой в дальнейшем. $x(t)$, $X(p)$ — входная величина и ее изображение; $y(t)$, $Y(p)$ — выходная величина и ее изображение; $W(p)$, $W(D)$ — передаточная функция.

Процесс определения структуры и параметров системы (или при заданной структуре только параметров), при которых достигаются наилучшие в определенном смысле показатели работы системы, называется *оптимизацией*, а полученная в результате этого система называется *оптимальной*. При оптимизации необходимо оговорить и математически сформулировать, по каким критериям (показателям) система будет наилучшей, т. е. определить *критерии оптимизации*. Такими критериями могут быть, например, специальным образом выбранные функции ошибок или статистические характеристики этих ошибок (например, дисперсия), которые сводятся при оптимизации к возможному минимуму.

Динамические звенья. Системы автоматического регулирования различного назначения имеют в своем составе разнообразные по устройству и принципу действия элементы. Однако процессы во многих из них могут быть описаны одними и теми же дифференциальными уравнениями. Такие элементы будут одинаково реагировать на однотипные сигналы, т. е. обладать одинаковыми *динамическими свойствами*. По этому признаку в цепях регулирования принято выделять отдельные элементы, которые называются *динамическими звеньями*.

Например, центробежный регулятор скорости, акселерометр, последовательный колебательный контур устроены различно, но обладают одинаковыми динамическими свойствами и процессы в них описываются одними и теми же дифференциальными уравнениями второго порядка; коэффициенты этих уравнений будут зависеть от массы и свойств пружины в акселерометре и центробежном регуляторе и от индуктивности, емкости и сопротивления в колебательном контуре. Следовательно, все эти элементы будут представляться одним и тем же динамическим звеном. Знание динамических свойств звеньев системы позволяет произвести анализ системы в целом, отвлекаясь от конкретной физической реализации систем регулирования.

Входной и выходной сигналы в динамическом звене могут иметь различную физическую природу.

Обозначения динамического звена на схемах приведены на рис. 21-7.

Динамическим звеном системы регулирования приписываются свойства однонаправленности и независимости.

Однонаправленность означает, что при соединении звеньев любое воздействие распространяется только в одном направлении (от входа к выходу).

Независимость означает, что присоединение каждого последующего звена не должно влиять на процессы в предыдущем и, следовательно, не должно изменять выходного сигнала звена. Например, для электрических напряжений это свойство свидетельствует о том, что выходное сопротивление предыдущего звена должно быть много меньше входного сопротивления последующего.

В электронных цепях для придания свойства однонаправленности и независимости при соединении данного элемента цепи с последующим используются катодные или эмиттерные повторители с коэффициентом передачи, близким к единице, и малым выходным сопротивлением. Часто условие независимости практически выполняется, если отдельные элементы цепи разделены усилительными каскадами. В дальнейшем для простоты, рассматривая какую-либо изолированную электрическую цепь или иное устройство, будем полагать условие независимости выполненным, не указывая, как это достигается.

Наибольшее распространение получили следующие динамические звенья: усилительное (пропорциональное) звено, инерционное звено, звено второго порядка (колебательное или апериодическое), интегрирующее, дифференцирующее и форсирующее звенья.

Благодаря тому что разнообразные системы автоматического управления могут быть представлены соединением типовых динамических звеньев, создается возможность изучения общих закономерностей работы систем.

Составление схем САР и их анализ производится в следующем порядке.

1. Составляется функциональная схема системы автоматического регулирования в виде соединения отдельных элементов, выполняющих определенные функциональные преобразования (см. рис. 21-3—21-5). На основе этих схем выделяются типо-

вые элементы, которые описываются определенными передаточными функциями.

Система автоматического регулирования представляется далее в виде соединенных в общую замкнутую цепь динамических звеньев. Последняя называется структурной схемой.

Структурная схема путем использования свойств соединения звеньев приводится к следящей системе простейшего вида и находится ее передаточная функция.

2. Проводится анализ полученной передаточной функции: исследуются условия устойчивости системы, а также качество процесса регулирования при различных воздействиях на систему.

3. Производится анализ точности системы, т. е. вычисляются ошибки системы при заданном характере управляющих и возмущающих воздействий. Если нужно, производится оптимизация системы и устанавливаются возможности осуществления самонастройки в системе.

В линейной теории автоматического регулирования разработаны эффективные методы решения этих задач.

21-2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Динамические звенья разделяются на линейные и нелинейные.

Линейными называются динамические звенья, для которых справедлив принцип наложения (суперпозиции): выходной сигнал при действии на вход звена суммарного сигнала равен сумме выходных сигналов, полученных в результате действия каждой из составляющих входного сигнала. В дальнейшем рассматриваются только линейные динамические звенья.

Для описания свойств звеньев используются: передаточные переходные, импульсные переходные (весовые) функции и частотные характеристики.

Передаточная функция

Передаточной функцией динамического звена (или системы) называется соотношение, определяющее характер связи между выходным и входным сигналами, выраженное с помощью некоторого линейного дифференциального оператора или изображений этих сигналов по Лапласу. Передаточная функция представляет собой определенную форму записи дифференциального уравнения и является весьма удобной характеристикой, отражающей все динамические свойства элемента САР или системы в целом.

Выходной сигнал $y(t)$ и входной сигнал $x(t)$ связаны линейным дифференциальным уравнением

$$a_0 y^{(n)} + a_1 y^{(n-1)} + \ldots + a_n y = b_0 x^{(m)} + b_1 x^{(m-1)} + \ldots + b_m x.$$

Обозначив операцию взятия производной d/dt символом D, можно дифференциальное уравнение записать в виде

$$N(D)y(t) = M(D)x(t). \qquad (21\text{-}1)$$

Здесь

$$N(D) = a_0 D^n + a_1 D^{n-1} + \ldots + a_n$$

и

$$M(D) = b_0 D^m + b_1 D^{m-1} + \ldots + b_m$$

— полиномы от D, в которых с D следует оперировать как с алгебраической величиной.

Используя равенство (21-1), можно записать:

$$y(t) = \frac{M(D)}{N(D)} x(t) = W(D)\, x(t). \qquad (21\text{-}2)$$

Дифференциальный оператор

$$W(D) = \frac{M(D)}{N(D)} \qquad (21\text{-}3)$$

называется передаточной функцией в символической форме.

Эта функция показывает, какие операции необходимо совершить над функцией $x(t)$ для того, чтобы получить $y(t)$. Иногда используют условную форму записи

$$\frac{y(t)}{x(t)} = W(D),$$

которую нужно понимать в смысле равенства (21-1).

Если выражение (21-1) подвергнуть преобразованию Лапласа при нулевых начальных условиях (см. т. 1, стр. 43), то оно преобразуется к виду

$$N(p)Y(p) = M(p)X(p)$$

или

$$Y(p) = \frac{M(p)}{N(p)} X(p) = W(p)\, X(p). \qquad (21\text{-}4^*)$$

Здесь

$$X(p) = \int_0^\infty x(t)\, e^{-pt}\, dt; \quad Y(p) = \int_0^\infty y(t)\, e^{-pt}\, dt$$

— изображения входной и выходной функций.

Выражение

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} \qquad (21\text{-}4)$$

называется передаточной функцией звена в операторной форме и является отношением изображений сигнала на выходе звена и на его входе.

Выражение (21-4) будет тождественно выражению (21-3), если в последнем заменить p на D. Иначе, передаточная функция может быть преобразована из операторной формы в символическую и обратно простой заменой p на D или D на p.

Равным образом $M(p) = M(D)\,|_{D=p}$ и $N(p) = N(D)\,|_{D=p}$ (при нулевых начальных условиях).

Итак, имеются две формы записи передаточных функций: для мгновенных значений (символическая форма) и для преобразованных по Лапласу значений (операторная форма).

В дальнейшем на рисунках передаточная функция звена записывается в операторной форме (рис. 21-7, *в*), хотя входные и выходные сигналы записываются как функции времени; $W(p)$ при этом обозначает лишь динамические свойства звена. Известная условность принятых обозначений сделана исключительно с целью удобства изложения материала.

Установившееся значение выходного сигнала для передаточной функции в операторной форме, т. е. значение выходной величины после окончания переходных процессов, находится по формуле (см. т. 1, стр. 45)

$$y_{\text{уст}} = \lim_{t\to\infty} y(t) = \lim_{p\to 0} pW(p)\,X(p).$$

Установившееся значение при постоянном входном сигнале $x=x_0$ находится по более простой формуле

$$y_{\text{уст}} = \lim_{p\to 0} W(p)\,x_0,$$

которая получается из предыдущей при учете, что $L\{x_0\}=x_0/p$, где L — преобразование Лапласа.

Если передаточная функция задана в символической форме, установившееся значение выходного сигнала при подаче на вход постоянной величины $x=x_0$ определяется равенством

$$y_{\text{уст}} = \lim_{D\to 0} W(D)\,x_0.$$

Здесь условие $D\to 0$ соответствует приравниванию нулю производных выходного сигнала в уравнении, описывающем процессы в звене.

Передаточная функция электрической цепи в символической или (при отсутствии начальных запасов энергии) в операторной форме может быть получена без составления дифференциального уравнения. Для этого необходимо заменить участки цепи, содержащие резисторы R, конденсаторы C и индуктивности L, сопротивлением R и символическими сопротивлениями $X_C = 1/CD$ (или $1/pC$) и LD (или pL) и составить соответствующие уравнения Кирхгофа.

Пример. Последовательный контур LCR и усилитель с коэффициентом передачи K (с большим входным и малым выходным сопротивлениями) (рис. 21-8). В усилителе выполняются условия однонаправленности и независимости.

Составим дифференциальное уравнение цепи. Так как

$$u = \frac{1}{C}\int i\,dt,$$

то

$$i = C\frac{du}{dt} \text{ и } \frac{di}{dt} = C\frac{d^2u}{dt^2}.$$

Подставляя эти значения в уравнение

$$L\frac{di}{dt} + Ri + u = u_{\text{вх}},$$

где $u_{\text{вх}}$ — напряжение на входе, и учитывая, что

$$u_{\text{вых}} = Ku,$$

получаем дифференциальное уравнение цепи

$$LC\frac{d^2u_{\text{вых}}}{dt^2} + RC\frac{du_{\text{вых}}}{dt} + u_{\text{вых}} = Ku_{\text{вх}}. \quad (21\text{-}5)$$

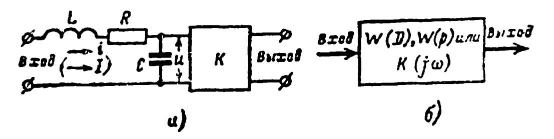


Рис. 21-8. Колебательный контур с усилителем K как динамическое звено.

а — схема (указаны символические и операторные сопротивления); *б* — изображение контура как динамического звена.

Для нахождения передаточной функции в символической форме заменим $d/dt \equiv D$:

$$LCD^2u_{\text{вых}} + RCDu_{\text{вых}} + u_{\text{вых}} = Ku_{\text{вх}}.$$

Рассматривая далее D как обычный множитель и выполняя очевидные алгебраические преобразования, получаем:

$$(LCD^2 + RCD + 1)u_{\text{вых}} = Ku_{\text{вх}}.$$

Отсюда находим передаточную функцию в символической форме:

$$W(D) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{K}{LCD^2 + RCD + 1}. \quad (21\text{-}6)$$

Для получения передаточной функции в операторной форме подвергнем уравнение цепи (21-5) преобразованию Лапласа при нулевых начальных условиях (см. т. 1, стр. 43):

$$LCp^2U_{\text{вых}}(p) + RCpU_{\text{вых}}(p) + U_{\text{вых}}(p) = KU_{\text{вх}}(p).$$

Здесь $U_{\text{вх}}(p)$ и $U_{\text{вых}}(p)$ — изображения по Лапласу входной и выходной величины:

$$U_{\text{вых}}(p) = \int_0^\infty u_{\text{вых}}(t)\,e^{-pt}dt;$$

$$U_{\text{вх}}(p) = \int_0^\infty u_{\text{вх}}(t)\,e^{-pt}dt.$$

Выполняя простые алгебраические преобразования, получаем:

$$(LCp^2 + RCp + 1)U_{\text{вых}}(p) = KU_{\text{вх}}(p)$$

и передаточная функция $W(p)$ в форме

Лапласа будет иметь вид:

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{K}{LCp^2 + RCp + 1} \qquad (21\text{-}7)$$

Последняя формула получается заменой в записи $W(D)$ символа D на p.

Вместо непосредственного использования дифференциальных уравнений те же передаточные функции можно получить путем использования символических сопротивлений. Считая символические сопротивления для индуктивности и конденсатора равными соответственно LD и $1/CD$, запишем уравнение Кирхгофа для цепи R, L, C (рис. 21-8):

$$iR + LDi + \frac{1}{CD}i = u_{вх},$$

но, так как $u = i/CD$ или $i = CDu$,

то

$$RCDu + LCD^2u + u = u_{вх}.$$

Учитывая, что $u_{вых} = Ku$, запишем:

$$(LCD^2 + RCD + 1)u_{вых} = Ku_{вх}.$$

Такое же равенство может быть записано в операторной форме для изображений выхода $U_{вых}(p)$ и входа $U_{вх}(p)$

$$(LCp^2 + RCp + 1)U_{вых}(p) = KU_{вх}(p)$$

путем введения операторных сопротивлений $1/pC$, pL, R и составления уравнения Кирхгофа.

Из последнего равенства сразу записывается передаточная функция $W(p)$, которая совпадает с выражением (21-7), найденным преобразованием дифференциального уравнения. Заменой p на D получаем передаточную функцию $W(D)$ в символической форме.

Иногда аргумент D или p в обозначении передаточной функции опускается и передаточная функция обозначается символом W.

Комплексный коэффициент передачи

Если на вход линейной системы поступает синусоидальный сигнал определенной частоты, то выходной сигнал будет также синусоидальным, иметь ту же частоту, но другие амплитуду и фазу. Представляя выходной и входной сигналы комплексными амплитудами $U_{вх}(j\omega)$ и $U_{вых}(j\omega)$, изменения амплитуды и фазы можно характеризовать комплексным коэффициентом передачи (см. т. 1, стр. 182).

$$W(j\omega) = \frac{U_{вых}(j\omega)}{U_{вх}(j\omega)}.$$

Комплексный коэффициент передачи можно рассматривать как одну из форм записи передаточных функций для случая синусоидального входного воздействия.

Для получения $W(j\omega)$ из передаточной функции достаточно в $W(D)$ или в $W(p)$ заменить D (или p) на $j\omega$, т. е.

$$W(j\omega) = W(D)|_{D=j\omega} = W(p)|_{p=j\omega}.$$

При этом для обозначения комплексного коэффициента передачи вместо $W(j\omega)$ часто вводится использованное в предыдущих главах справочника обозначение $K(j\omega)$. Ясно, что $K(j\omega) \equiv W(j\omega)$.

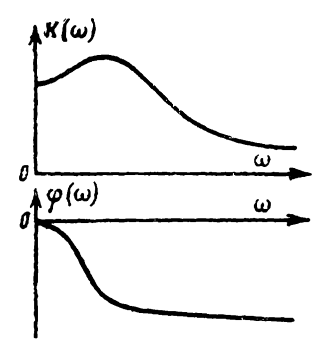


Рис. 21-9. Амплитудно-частотная $K(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi(\omega)$ характеристики динамического звена.

Комплексный коэффициент передачи (как всякое комплексное число) может быть записан в показательной форме (см. т. 1, стр. 30), а также в виде суммы вещественной и мнимой части (см. т. 1, стр. 28).

$$K(j\omega) = K(\omega)\,e^{j\varphi(\omega)}; \qquad (21\text{-}8)$$

$$K(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega). \qquad (21\text{-}9)$$

Зависимости $K(\omega)$, $\varphi(\omega)$, $u(\omega)$ и $v(\omega)$ имеют отдельные наименования:

$K(\omega)$ — модуль комплексного коэффициента передачи — называется амплитудно-частотной характеристикой;

$\varphi(\omega)$ — аргумент комплексного коэффициента передачи называется фазо-частотной характеристикой;

$u(\omega) = \mathrm{Re}[K(j\omega)]$ — вещественная } частотные характеристики.
$v(\omega) = \mathrm{Im}[K(j\omega)]$ — мнимая }

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики. Амплитудно-частотная характеристика $K(\omega)$ выражает зависимость отношения амплитуд выходной и входной синусоидальных величин от частоты (рис. 21-9, *а*).

Фазо-частотная характеристика $\varphi(\omega)$ выражает зависимость фазового сдвига выходной синусоидальной величины по отношению ко входной от частоты (рис. 21-9, *б*). Опережение фазы соответствует $\varphi(\omega) > 0$, а отставание — $\varphi(\omega) < 0$.

Заметим, что здесь фазовый угол $\varphi(\omega)$ взят со знаком плюс, в то время как в радиотехнике обычно принято перед обозначением фазы писать знак минус, т. е. записывать $K(j\omega) = K(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$.

Если передаточная функция $W(p)$ не имеет нулей и полюсов в правой полуплоскости, между амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками имеется однозначное соответствие, выражаемое определенным интегральным соотношением. Цепи, для которых указанное условие выполняется, называются минимально-фазовыми цепями.

Большинство используемых в автоматике звеньев являются минимально-фазовыми.

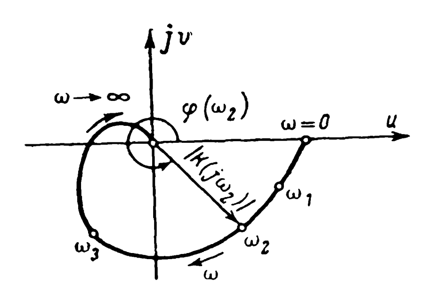


Рис. 21-10. Амплитудно-фазовая характеристика. На характеристике обозначены частоты $\omega_1<\omega_2<\omega_3$; для частоты ω_2 нанесен вектор $K(j\omega_2)$ соответственно модуль $|K(j\omega_2)|=K(\omega_2)$ и фаза $\varphi(\omega_2)$].

Амплитудно-фазовая характеристика есть геометрическое место конца вектора $K(j\omega)$ на комплексной плоскости u, jv.

Характеристика строится в соответствии с формулами (21-8) и (21-9). Задается последовательность значений ω, для каждого значения $\omega=\omega_k$ (где $k=1, 2, 3, ..., n$) определяются $K(\omega_k)$ и $\varphi(\omega_k)$ по формуле (21-8) или $u(\omega_k)$ и $v(\omega_k)$ по формуле (21-9) и на плоскости u, v строится вектор $K(j\omega_k)$ в первом случае или точка на плоскости u, v — во втором. Соединив концы векторов или последовательность точек непрерывной кривой для различных частот ω получим изображение амплитудно-фазовой характеристики [годограф вектора $K(j\omega)$].

Длина вектора есть величина $|K(j\omega)|=K(\omega)$, а угол $\varphi(\omega)$ характеризует фазовый сдвиг; при этом положительное направление угла отсчитывается против часовой стрелки.

Основные характеристики связаны следующими соотношениями:

$$\left.\begin{aligned} K(\omega) &= \sqrt{u^2(\omega)+v^2(\omega)}; \\ \varphi(\omega) &= \operatorname{arctg}\frac{v(\omega)}{u(\omega)}; \\ u(\omega) &= K(\omega)\cos\varphi(\omega); \\ v(\omega) &= K(\omega)\sin\varphi(\omega). \end{aligned}\right\} \quad (21\text{-}10)$$

Для получения комплексного коэффициента передачи $K(j\omega)$ электрической цепи записывают уравнения Кирхгофа (полагая сопротивление индуктивности равным $jX_L=j\omega L$ и конденсатора равным $\frac{1}{j}X_C=1/j\omega C$) и определяют отношение комплексных амплитуд выходного и входного сигналов.

Пример. Последовательный контур LCR (продолжение предыдущего примера) (рис. 21-8). При подаче на вход синусоидального сигнала с комплексной амплитудой $\dot{U}_{вх}$ выходной сигнал будет также синусоидальным с комплексной амплитудой $\dot{U}_{вх}$. По закону Кирхгофа при бесконечно большом входном сопротивлении усилителя с коэффициентом передачи K можно записать:

$$\dot{U}_{вых}=\dot{I}\frac{1}{j}X_C K;\ \dot{I}=\dot{U}_{вх}/\dot{Z};$$

$$\dot{Z}=\frac{1}{j}X_C+jX_L+R;\ X_C=\frac{1}{\omega C};$$

$$X_L=\omega L.$$

Следовательно,

$$\dot{U}_{вых}=\dot{U}_{вх}\frac{\frac{1}{j\omega C}K}{R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}}=$$

$$=\dot{U}_{вх}\frac{K}{(j\omega)^2 LC+j\omega RC+1};$$

$$K(j\omega)=\frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}}=$$

$$=\frac{K}{(j\omega)^2 LC+j\omega RC+1}. \quad (21\text{-}1$$

Это выражение легко может быть приведено сначала к форме (21-9) путем освобождения от мнимости в знаменателе, а затем и к форме (21-8) с помощью основных соотношений (21-10).

Для упрощения исследования автоматических систем и различных электрических цепей широко используется разновидность частотных характеристик — частотные логарифмические амплитудны и фазовые характеристики.

Логарифмические амплитудная и фазовая характеристики. Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ) — это амплитудно-частотная характеристика, построенная в логарифмическом масштабе. По оси абсцисс откладывается логарифм частоты (или частота на логарифмической сетке); по оси ординат — отношение амплитуд $K(\omega)$ в децибелах, т. е. величина

$$L(\omega)=20\lg K(\omega)=20\lg|K(j\omega)|.$$

Логарифмическая фазовая характеристика (ЛФХ) — фазо-частотная характеристика, в которой частоты откладываются в логарифмическом масштабе (или на логарифмической координатной сетке), а фаза имеет обычный (линейный) масштаб.

Переходная функция

Переходной функцией (или переходной характеристикой) линейного динамического звена называют зависимость выходной величины от времени при условии, что на вход динамического звена в момент $t=0$ подается ступенчатый сигнал (или сигнал включения) единичной амплитуды.

Таким образом, переходная функция $h(t)$ является реакцией цепи на единичную ступенчатую функцию. Учитывая, что изображение единичной функции есть $1/p$, для $h(t)$ можно записать:

$$h(t) = L^{-1}\{W(p)/p\}, \qquad (21\text{-}12)$$

где L^{-1} обозначает операцию обратного преобразования Лапласа.

Последняя формула получена путем подстановки в выражение (21-4*)' вместо $X(p)$ величины $1/p$, которая является изображением единичной ступенчатой функции. В результате этого получается изображение переходной функции. Для получения оригинала (т. е. самой переходной функции) необходимо осуществить обратное преобразование Лапласа, как это обозначено в формуле (21-12).

Для вычисления обратного преобразования Лапласа используют таблицы (см. т. 1, табл. 1-6) или применяют вторую теорему разложения (см. т. 1, стр. 48), представляя выражение в фигурных скобках формулы (21-12) в виде суммы простейших дробей.

Обратное преобразование Лапласа для каждой из таких дробей представляет собой экспоненту.

Если передаточная функция содержит k нулевых полюсов, т. е. нулевых корней полинома знаменателя передаточной функции, то в разложении появятся члены типа a_k/p^k, которым соответствуют обратные преобразования Лапласа вида $a_k\dfrac{t^{k-1}}{(k-1)!}$ (см. т. 1, стр. 46). При высокой степени полинома знаменателя передаточной функции затруднительно вычисление его корней и, следовательно, возникают сложности разложения $W(p)/p$ на простейшие дроби. В этом случае прибегают к приближенному построению переходной функции $h(t)$ всей системы по вещественным частотным характеристикам замкнутых систем, полученным путем использования ЛАХ и ЛФХ отдельных звеньев, а также к моделированию звеньев с помощью аналоговых математических машин.

Заметим, что для всякого *физически возможного* звена сигнал на выходе не может появиться до поступления сигнала на вход, т. е.

$$h(t) = 0 \text{ при } t < 0.$$

Последнее выражение называют *условием физической возможности* (или осуществимости) звена (системы).

Импульсная переходная функция

Импульсная переходная функция $g(t)$ (импульсная переходная характеристика или *весовая функция*) является реакцией звена на δ-функцию, приложенную к звену в момент $t=0$ (см. т. 1, стр. 49 и 183). Так как изображение δ-функции равно 1, импульсная переходная характеристика находится как обратное преобразование Лапласа от передаточной функции

$$g(t) = L^{-1}\{1 \cdot W(p)\} = L^{-1}\{W(p)\}. \qquad (21\text{-}13)$$

Для вычисления $g(t)$ используются либо таблицы оригиналов и изображений, либо представление $W(p)$ в виде простейших дробей, для каждой из которых обратное преобразование Лапласа выражается экспонентой. В последнем случае требуется нахождение корней полинома знаменателя передаточной функции.

Для вычисления импульсных переходных характеристик (особенно при теоретических исследованиях) могут быть использованы формулы обращения Римана — Меллина (см. т. 1, стр. 48).

Для любой физически возможной системы $g(t)=0$ при $t<0$, так как сигнал на выходе не может появиться до поступления сигнала на вход.

Связь между характеристиками

Между отдельными характеристиками существует связь (см. т. 1, стр. 181—184), поскольку каждая из характеристик определяет динамические свойства звена.

Важнейшими из этих соотношений являются следующие:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)\, e^{j\omega t}\, d\omega; \qquad (21\text{-}14)$$

$$K(j\omega) = \int_{0}^{\infty} g(t)\, e^{-j\omega t}\, dt; \qquad (21\text{-}15)$$

$$W(p) = \int_{0}^{\infty} g(t)\, e^{-pt}\, dt. \qquad (21\text{-}16)$$

Для устойчивых звеньев все указанные интегралы существуют.

Из формулы (21-16) следует, что передаточная функция является преобразованием Лапласа от импульсной переходной характеристики. Импульсная переходная характеристика является производной от переходной характеристики, т. е.

$$g(t) = \frac{dh(t)}{dt}.$$

Эти формулы позволяют выразить импульсную переходную характеристику через передаточную функцию или частотную передаточную функцию (комплексный коэф-

фициент передачи), причем формулы (21-15) и (21-14) являются прямым и обратным преобразованием Фурье.

Одной из сторон взаимной связи между частотными и временными характеристиками является положение о том, что чем шире частотная характеристика (больше полоса пропускания), тем быстрее протекают процессы установления. Это положение иллюстрируется рис. 21-11.

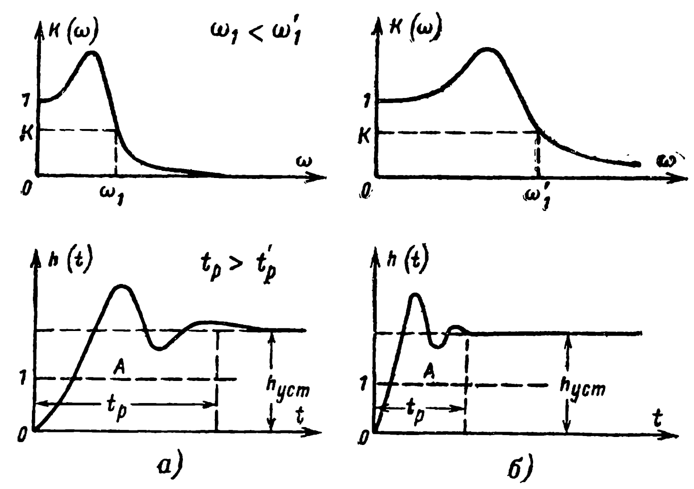


Рис. 21-11. Характеристики $K(\omega)$ и $h(t)$.
A — входной сигнал (ступенчатый сигнал амплитуды A).

Амплитудно-частотная характеристика $K(\omega)$ для случая (б) шире, чем для случая (а), поскольку при определенном уровне $K(\omega)$ $\omega_1' > \omega_1$; соответственно время установления $t_р$ переходной характеристики $h(t)$ (т. е. длительности переходного процесса) в случае (б) меньше, чем в случае (а).

21-3. ОСНОВНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ЗВЕНЬЯ И ИХ СВОЙСТВА

В дальнейшем дается определение основных линейных динамических звеньев и рассматриваются их характеристики. При этом всюду предполагается, что в каждом динамическом звене имеются устройства для выполнения условий однонаправленности и независимости (см. стр. 12); эти устройства на рисунках не обозначаются.

Пропорциональное (или усилительное) звено

Пропорциональное звено характеризуется постоянным (в общем случае размерным) коэффициентом передачи $K=y/x$.

К такого рода звеньям относятся не только усилители, но и такие устройства, в которых одна физическая величина преобразуется в другую в постоянном отношении. В реальных условиях величина K постоянна только на некотором ограниченном участке ab изменения входной величины, где зависимость y от x линейна (рис. 21-12).

Когда рабочая точка d лежит на криволинейном участке, реальную зависимость для малых отклонений от точки d заменяют отрезком прямой, касательной к характеристике $y(x)$ в точке d. Коэффициент передачи при этом будет равен $K_d = \operatorname{tg} \alpha$. Такая замена называется **линеаризацией характеристики** реального звена.

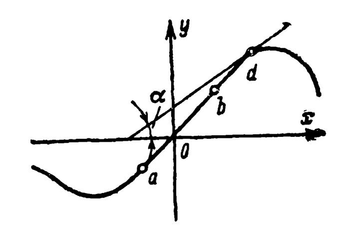


Рис. 21-12. Характеристика усилительного (пропорционального) звена. Линеаризация звена в точке d.

Пример 1. Управитель частоты в системе АПЧ (стр. 10). Его работу характеризует зависимость между отклонением частоты гетеродина $\Delta f_г$ и управляющим напряжением $u_у$:

$$\Delta f_г = K_у \Delta u_у.$$

Отношение выходной величины ($\Delta f_г$) ко входной величине ($\Delta u_у$) — передаточная функция звена $W = \Delta f_г / \Delta u_у$ — есть величина постоянная (для участка ab характеристики). Это отношение является **коэффициентом передачи** $K_у$ звена с размерностью герц на вольт.

Пример 2. Частотный дискриминатор в системе автоподстройки частоты (если не принимать во внимание инерционности сглаживающих RC-элементов) характеризуется зависимостью выходного напряжения $u_д$ от расстройки частоты Δf относительно переходной частоты дискриминатора

$$u_д = K_д \Delta f.$$

Отсюда передаточная функция (коэффициент передачи)

$$W = \frac{y}{x} = \frac{u_д}{\Delta f} = K_д.$$

Инерционное звено

Инерционным называется звено, имеющее передаточную функцию (рис. 21-13):

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{K}{Tp+1}$$

или

$$y(t) = \frac{K}{TD+1} x(t).$$

$$X(p) \rightarrow \boxed{\frac{K}{Tp+1}} \rightarrow Y(p)$$

Рис. 21-13. Инерционное звено.

Параметры звена: T — постоянная времени, характеризующая инерционность звена (размерность — секунда); K — коэффициент передачи звена (в общем случае, размерная величина).

В установившемся режиме $y_{уст}$ при постоянном входном сигнале $x = X_0$ производная выходной величины равна нулю; следовательно, полагая $p = 0$, находим:

$$y_{уст} = KX_0.$$

Комплексный коэффициент передачи получается из передаточной функции заменой p на $j\omega$:

$$K(j\omega) = \frac{K}{j\omega T + 1} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}.$$

Инерционное звено описывается следующими характеристиками.

Амплитудно-фазовая характеристика

$$K(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega),$$

где

$$u(\omega) = \frac{K}{1+\omega^2 T^2}; \quad v(\omega) = -\frac{K\omega T}{1+\omega^2 T^2}.$$

Характеристика представляет собой полуокружность, расположенную в четвертом квадранте, пересекающую ось u при $\omega = 0$ (точка с абсциссой K) и стремящуюся к нулю при $\omega \to \infty$ (рис. 21-14).

Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} = \sqrt{u^2+v^2}.$$

При $\omega = 0$ $K(\omega)$ имеет максимальное значение, равное K, и убывает, стремясь к нулю, с увеличением ω. Чем больше T, тем интенсивнее убывает $K(\omega)$ с ростом частоты (рис. 21-15).

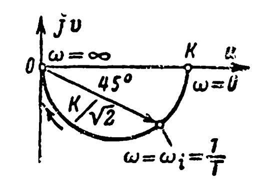
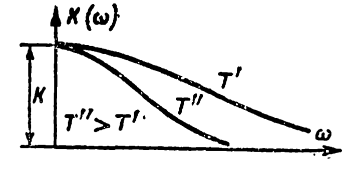


Рис. 21-14. Амплитудно-фазовая характеристика инерционного звена.



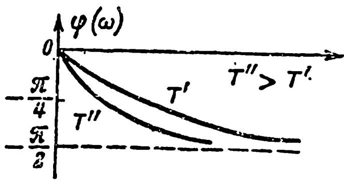


Рис. 21-15. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики инерционного звена (постоянные времени $T' < T''$).

Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{v(\omega)}{u(\omega)} = -\operatorname{arctg} \omega T.$$

При $\omega = 0$ фазовый сдвиг равен 0. С увеличением частоты сдвиг по фазе выходных колебаний растет тем интенсивнее, чем больше T, стремясь к $-\pi/2$ при $\omega \to \infty$. На частоте $\omega_i = 1/T$ фазовый сдвиг составляет $-\pi/4$.

Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ)

$$L(\omega) = 20 \lg |K(j\omega)| = 20 \lg K(\omega) = 20 \lg \frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1+(\omega T)^2}.$$

Для ω используется логарифмический масштаб. Практически значительно удобнее пользоваться приближенными ЛАХ. Для очень низких частот $\omega < \omega_i = 1/T$ в подкоренном выражении величиной $(\omega T)^2$ можно

пренебречь по сравнению с единицей; тогда

$$L(\omega) \approx 20\lg K - 20\lg 1 = 20\lg K.$$

Для низких частот ЛАХ является прямой, параллельной оси частот, на уровне $20\lg K$. Для высоких частот $\omega \gg \omega$, в подкоренном выражении можно пренебречь единицей. Тогда

$$L(\omega) = 20\lg K - 20\lg \omega T.$$

Выражение $20\lg \omega T = 20\lg \omega + 20\lg T$ в логарифмическом масштабе представляет прямую, пересекающую ось абсцисс в точке

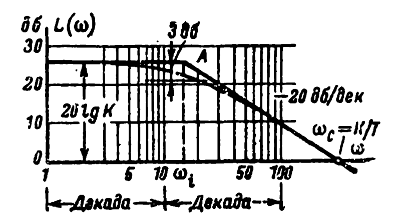


Рис. 21-16. Логарифмическая амплитудная характеристика инерционного звена.

$K=20$ и $T=0{,}06$ *сек*; $\omega_i=1/T$.

$\omega=\omega_i$, поскольку $20\lg\omega_i T=20\lg 1=0$. Ординаты этой прямой при увеличении частоты в 2 раза (от ω' до $2\omega'$) возрастают на

$$\Delta L_2 = 20\lg 2\omega' T - 20\lg \omega' T = 20\lg 2 = 6\ \text{дб},$$

а при увеличении частоты в 10 раз (от ω' до $10\omega'$) — на

$$\Delta L_{10} = 20\lg 10\omega' T - 20\lg \omega' T = 20\lg 10 = 20\ \text{дб}.$$

Это выражают словами: наклон прямой равен 6 *дб* на октаву или 20 *дб* на декаду. Ясно, что прямая $-20\lg\omega T$ также пересечет ось абсцисс в точке ω_i, но будет иметь наклон —6 *дб* на октаву или —20 *дб* на декаду.

Таким образом, точную ЛАХ можно заменить приближенной, состоящей из двух отрезков: горизонтального — до частоты $\omega_i=1/T$ и наклонного (с наклоном —20 *дб* на декаду), выходящего из точки A, имеющей абсциссу ω_i (рис. 21-16). Приближенная ЛАХ пересекает ось абсцисс на частоте $\omega_c=K/T$, поскольку при $\omega=\omega_c$ $L(\omega_c)=20\lg K-20\lg\omega_c T=20\lg K-20\lg K=0$.

Частота $\omega_i=1/T$ излома приближенной ЛАХ называется **частотой сопряжения**. Точная ЛАХ идет ниже приближенной (пунктирная линия). Максимальной ошибка будет на частоте сопряжения и составляет величину

$$\Delta(L)=20\lg\sqrt{1+(\omega_i T)^2}=20\lg\sqrt{2}=3\ \text{дб}.$$

Практически всегда пользуются приближенной ЛАХ, поскольку она строится чрезвычайно просто и мало отличается от истинной.

Логарифмическая фазовая характеристика может рассчитываться по стандартному графику (рис. 21-17). На частоте сопряжения фазовый сдвиг составляет —45°, поскольку

$$\varphi(1/T) = -\operatorname{arctg}\frac{\omega_i}{\omega_i} = -\frac{\pi}{4}.$$

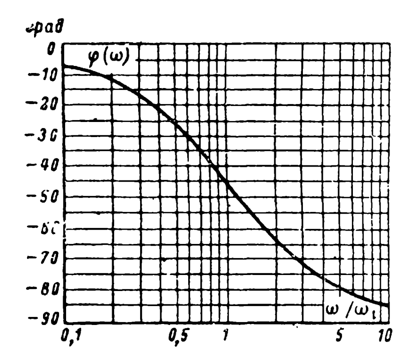


Рис. 21-17. Логарифмическая фазовая характеристика $\varphi(\omega/\omega_i)$ инерционного звена.

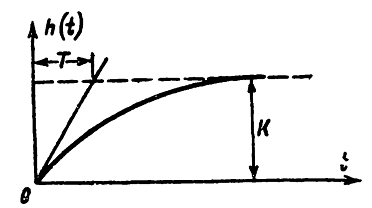


Рис. 21-18. Переходная характеристика инерционного звена.

Переходная характеристика звена является экспонентой с постоянной времени T (рис. 21-18):

$$h(t) = K\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Эта характеристика получается путем нахождения обратного преобразования Лапласа выражения (см. стр. 17)

$$\frac{1}{p}W(p) = \frac{K}{p(Tp+1)}$$

и является **оригиналом** этого изображения.

При подаче на вход ступенчатого сигнала величины X_0 выходной сигнал

$$y(t) = KX_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Установившегося значения $y_{уст}=(0{,}9\div0{,}95)\,KX_0$ и $h_{уст}=(0{,}9\div0{,}95)\,K$ выходная величина достигает через $(2{,}5\div3)T$. Следовательно, время установления процесса (от нуля до указанного уровня) $t_{уст}=(2{,}5\div3)\,T$.

Импульсная переходная характеристика (весовая функция)

$$g(t)=\frac{dh(t)}{dt}=\frac{K}{T}e^{-\frac{t}{T}}$$

представляет собой спадающую экспоненту (рис. 21-19); при $t<0$, $g(t)=0$.

Пример 1. Покажем, что фильтр RC нижних частот (рис. 21-20) является инерционным звеном.

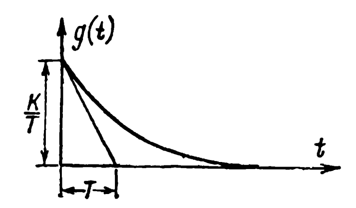


Рис. 21-19. Весовая функция.

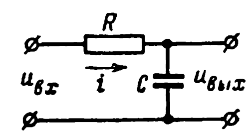


Рис. 21-20. Фильтр RC нижних частот — пример инерционного звена.

При синусоидальном входном сигнале с комплексной амплитудой $\dot{U}_{вх}$

$$\dot{U}_{вх}=\dot{I}\left(R+\frac{1}{j}X_C\right)=\dot{I}\left(R+\frac{1}{j\omega C}\right).$$

Но

$$\dot{U}_{вых}=\dot{I}\frac{1}{j}X_C=\frac{\dot{I}}{j\omega C},$$

$$\text{т. е. } \dot{I}=\dot{U}_{вых}\,j\omega C,$$

отсюда

$$\dot{U}_{вх}=\dot{U}_{вых}\,j\omega C\left(R+\frac{1}{j\omega C}\right)=$$

$$=\dot{U}_{вых}(j\omega RC+1).$$

Отношение выходного напряжения ко входному является передаточной функцией в комплексной форме (комплексным коэффициентом передачи). Это отношение показывает, что рассматриваемый фильтр является инерционным звеном:

$$K(j\omega)=\frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}}=\frac{1}{Tj\omega+1},$$

где $T=RC$.

Тот же результат получается, если записать закон Кирхгофа для цепи, в которой конденсатор заменяется операторным сопротивлением $1/pC$:

$$U_{вх}(p)=I(p)\left(R+\frac{1}{pC}\right), \text{ но } U_{вых}(p)=$$

$$=\frac{I(p)}{pC}, \text{ т. е. } I(p)=U_{вых}\,pC.$$

Следовательно, $U_{вх}=(RCp+1)$ и

$$W(p)=\frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)}=\frac{1}{Tp+1}.$$

Пример 2. Резистивный усилитель с учетом выходной емкости лампы и входной емкости следующего каскада $C_п$ (рис. 21-21, *а*) как пример инерционного звена.

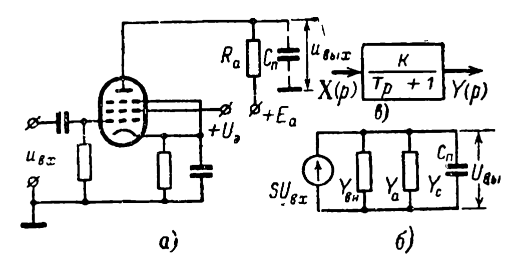


Рис. 21-21. Резистивный усилительный каскад как инерционное звено.

а — схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — обозначение звена.

Используя эквивалентную схему, (рис. 21-21, *б*) можно записать:

$$\dot{U}_{вых}=S\,\dot{U}_{вх}\frac{1}{Y},$$

где

$$Y=Y_{вн}+Y_a+Y_C=$$

$$=\frac{1}{R_{вн}}+\frac{1}{R_a}+j\omega C_п;$$

$$\dot{U}_{вых}=\dot{U}_{вх}\frac{SR_a R_{вн}}{R_a+R_{вн}+j\omega C_п R_a R_{вн}}=$$

$$=\dot{U}_{вх}\frac{SR_{вн} R_a}{R_a+R_{вн}}\cdot\frac{1}{1+j\omega\frac{C_п R_a R_{вн}}{R_a+R_{вн}}}.$$

$Y_{вн}=1/R_{вн}$ — внутренняя проводимость лампы;

$Y_C=j\omega C_п$ — суммарная емкостная проводимость;

$Y_a=1/R_a$ — проводимость анодной нагрузки.

Обозначая

$$\frac{R_a R_{вн}}{R_a+R_{вн}}=R_a \parallel R_{вн}=R;$$

$$K=\frac{SR_a R_{вн}}{R_a+R_{вн}}=SR;$$

$$T = C_п \frac{R_а R_{вн}}{R_а + R_{вн}} = C_п R$$

(при $R_{вн} \gg R_а$, $R \approx R_а$), находим

$$K(j\omega) = \frac{\dot U_{вых}}{\dot U_{вх}} = \frac{K}{j\omega T + 1}.$$

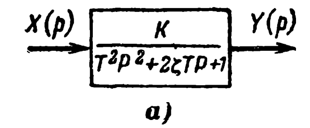
Поступая аналогично для операторных сопротивлений, получаем:

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{K}{Tp+1}.$$

Звено второго порядка

Звено второго порядка характеризуется передаточной функцией вида

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2\zeta Tp + 1}.$$



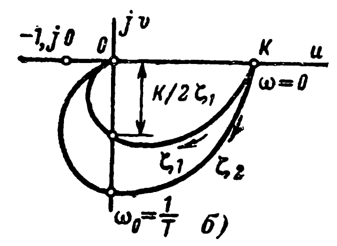


Рис. 21-22. Амплитудно-фазовая характеристика звена второго порядка для двух значений $\zeta_1 > \zeta_2$.

Параметры звена (рис. 21-22, *а*):

K — коэффициент передачи, т. е. отношение выходной величины к входной в установившемся режиме (при $t = \infty$);

T — постоянная времени звена (размерность в секундах);

ζ — коэффициент затухания (безразмерная величина); при $\zeta < 1$ процессы носят колебательный характер, а при $\zeta > 1$ — апериодический.

Комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{K}{T^2 (j\omega)^2 + 2\zeta T(j\omega) + 1} = \frac{K}{(1 - \omega^2 T^2) + j\omega 2\zeta T}.$$

Звено второго порядка описывается следующими характеристиками:

Амплитудно-фазовая характеристика

$$K(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega),$$

где

$$u(\omega) = \operatorname{Re} K(j\omega) = \frac{K(1 - \omega^2 T^2)}{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 T^2};$$

$$v(\omega) = \operatorname{Im} K(j\omega) = -\frac{2K\omega\zeta T}{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 T^2}.$$

Амплитудно-фазовая характеристика (рис. 21-22) располагается в нижней полуплоскости. При $\omega = 0$ она пересекает ось u в точке с абсциссой K, при частоте $\omega = \omega_0 = 1/T$ — ось v в точке с ординатой $K/2\zeta$, а с увеличением ω стремится к началу координат. Частоту ω_0 обычно называют по аналогии с колебательным контуром частотой собственных (или свободных) колебаний звена. С уменьшением ζ характеристика деформируется, вытягиваясь вниз влево.

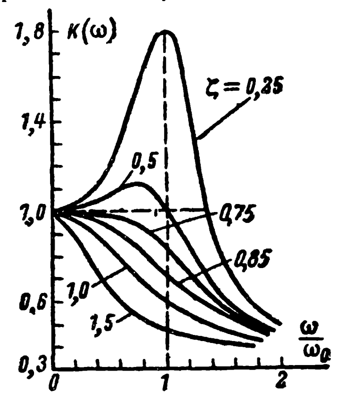


Рис. 21-23. Амплитудно-частотная характеристика звена второго порядка.

Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{u^2(\omega) + v^2(\omega)} = \frac{K}{\sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 T^2}}.$$

При $\zeta < 0{,}71$ характеристика $K(\omega)$ имеет максимум (рис. 21-23). С уменьшением ζ кривые вытягиваются вверх, причем максимум постепенно стремится к вертикальной прямой, проходящей через точку $\omega = \omega_0 = 1/T$.

Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{2\zeta\omega T}{1 - \omega^2 T^2}.$$

При $\omega = 0$ $\varphi = 0$; при $\omega = \infty$ $\varphi = -\pi$.

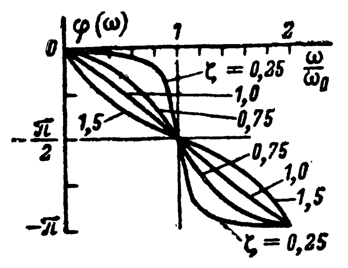


Рис. 21-24. Фазо-частотная характеристика звена второго порядка.

Все фазо-частотные характеристики (рис. 21-24) проходят через точку (ω_0, $-\pi/2$); в окрестности этой точки они идут тем круче, чем меньше ζ. Для контуров, используемых в радиотехнике, ζ обычно весьма мало, а ω_0 велико; контур имеет высокую избирательность. В автоматике используются контуры с большими ζ (0,5—1,5) и очень низкой добротностью; избирательные свойства контура здесь не используются.

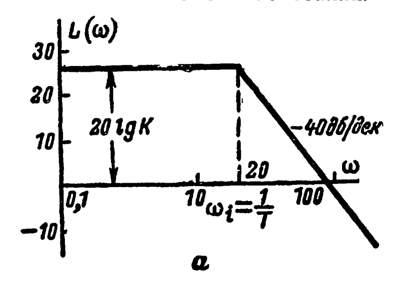
Логарифмическая амплитудная характеристика

$$L(\omega) = 20 \lg \frac{K}{\sqrt{(1-\omega^2 T^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 T^2}} =$$

$$= 20 \lg K - 20 \lg \frac{\sqrt{\left(\omega_i^2-\omega^2\right)^2+4\zeta^2 \omega_i^2 \omega^2}}{\omega_i^2} =$$

$$= 20 \lg K - A,$$

где $\omega_i = \omega_0 = 1/T$ — частота сопряжения, равная частоте собственных колебаний.



Выражение $L(\omega)$ содержит два слагаемых. Первое есть прямая, идущая на уровне $20 \lg K$ параллельно оси абсцисс. Для приближенного построения второго слагаемого A область изменения ω разбивается на две.

Для $\omega \ll \omega_i$ при не очень большом ζ

$$\sqrt{\left(\omega^2-\omega_i^2\right)^2+4\zeta^2 \omega_i^2 \omega^2} \approx \omega_i^2$$

и, следовательно,

$$A \approx 20 \lg \frac{\omega_i^2}{\omega_i^2} = 0.$$

Для $\omega \gg \omega_i$ (при не очень большом ζ)

$$\sqrt{\left(\omega_i^2-\omega^2\right)^2+4\zeta^2 \omega_i^2 \omega^2} \approx \omega^2$$

и

$$A \approx 20 \lg (\omega/\omega_i)^2 = 40 \lg \omega T.$$

В логарифмическом масштабе A есть прямая, пересекающая ось абсцисс при частоте сопряжения $\omega_i = 1/T$ и идущая с наклоном +40 *дб* на декаду (12 *дб* на октаву). Действительно, при изменении частоты в 10 раз (от ω' до $10\omega'$) ординаты прямой A увеличиваются на

$$\Delta A_{10} = 40 \lg \left(\frac{10\,\omega'}{\omega_i}\right)^2 - 40 \lg \left(\frac{\omega'}{\omega_i}\right)^2 =$$
$$= 40 \lg 10 = 40\ \partial б.$$

Следовательно, приближенная ЛАХ состоит из двух отрезков (рис. 21-25, *а*): горизонтальной прямой, параллельной оси абсцисс на уровне $20 \lg K$, и отрезка с накло-

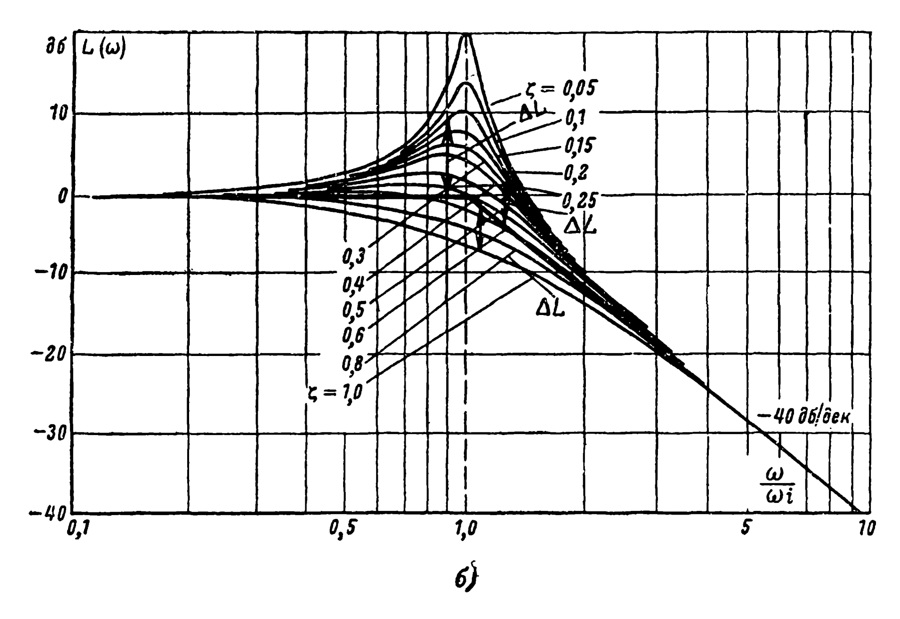


Рис. 21-25. Логарифмическая амплитудная характеристика звена второго порядка. *а* — приближенная; *б* — поправочные графики.

ном — 40 *дб* на декаду, выходящего из точки горизонтальной прямой, имеющей абсциссу $\omega_i=\omega_0=1/T$, равную частоте сопряжения.

Для построения точных ЛАХ служат поправочные графики, которые строятся в относительном масштабе (рис. 21-25, *б*) и представляют собой ЛАХ в относительном масштабе для $K=1$. Величина и знак поправки зависят от ζ. По заданному значению ζ выбирается соответствующая кривая и по ней определяются поправки ΔL, которые добавляются к приближенной ЛАХ.

Логарифмическая фазовая характеристика в относительном масштабе приведена на рис. 21-26. На частоте, сопряжения ω_i фазовый сдвиг составляет — 90°.

Переходная характеристика. В зависимости от величины ζ переходная характеристика имеет колебательно-затухающий ($\zeta<1$) или апериодический характер ($\zeta>1$). Для $\zeta<1$

$$h(t)=K\left[1-\frac{e^{-\frac{\zeta}{T}t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_1 t+\varphi)\right],$$

где

$$\omega_1=\frac{1}{T}\sqrt{1-\zeta^2}=\omega_0\sqrt{1-\zeta^2};$$

$$\varphi=\operatorname{arctg}\frac{1}{\zeta}\sqrt{1-\zeta^2}.$$

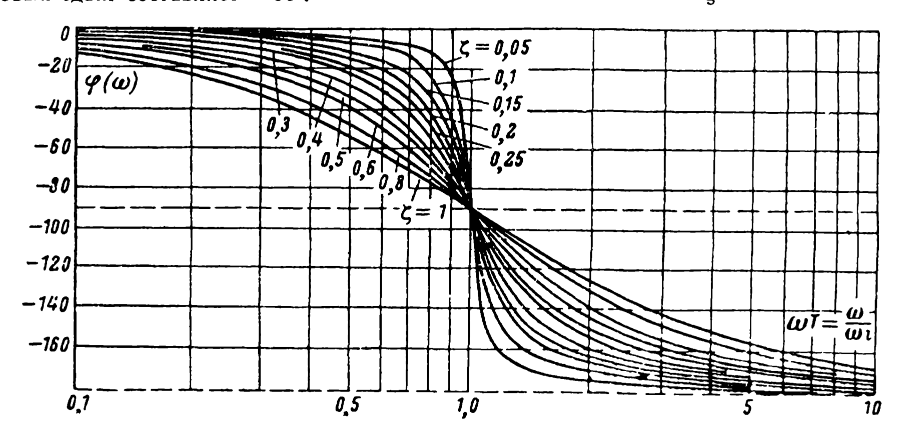


Рис. 21-26. Логарифмические фазовые характеристики звена второго порядка в относительном масштабе.

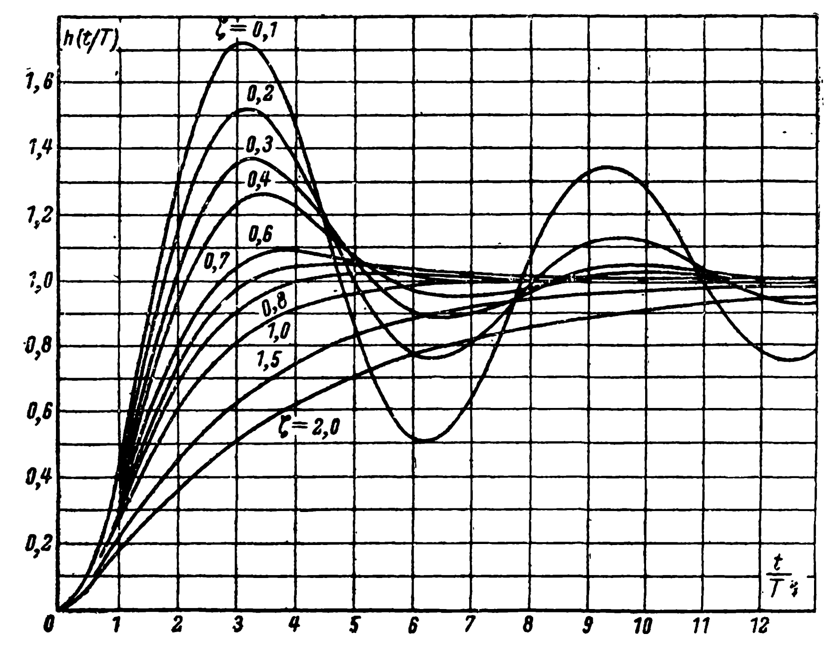


Рис. 21-27. Переходная характеристика звена второго порядка (в относительном масштабе).

Для $\zeta > 1$

$$h(t) = K\left[1 - \frac{p_2}{p_2 - p_1} e^{-p_1 \frac{t}{T}} + \frac{p_1}{p_2 - p_1} e^{-p_2 \frac{t}{T}}\right],$$

где

$$p_1 = \zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1};\ p_2 = \zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}.$$

По стандартному графику зависимости h (построенному для $K=1$) в функции отношения t/T каждая кривая может быть пересчитана в переходную характеристику звена второго порядка путем изменения масштабов по оси ординат в K раз и абсцисс в $1/T$ раз по сравнению с изображенными на рис. 21-27.

Пример 1. Последовательный контур LCR (см. рис. 21-8) может быть представлен в виде динамического звена второго порядка (при выполнении условий независимости и однонаправленности, см. указание на стр. 12). Введем следующие обозначения:

$$LC = T^2 = \frac{1}{\omega_0^2},\ \text{т. е.}\ T = \frac{1}{\omega_0},$$

где ω_0 — угловая частота собственных колебаний (не путать T с периодом собственных колебаний $t_0 = 2\pi T$),

$$CR = 2\zeta T.$$

Здесь

$\zeta = \frac{CR}{2T} = \frac{R}{\rho} = \frac{1}{2Q}$ — относительный коэффициент затухания (не путать с коэффициентом затухания $\alpha = \zeta/T$ и затуханием $d = 1/Q$);

$\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристическое сопротивление контура;

$Q = \rho/R$ — добротность.

Следовательно,

$$W(p) = \frac{1}{T^2p^2 + 2\zeta Tp + 1}.$$

Постоянная времени колебательного контура τ выражается следующим образом:

$$\tau = \frac{1}{\alpha} = \frac{T}{\zeta},$$

где $\alpha = R/2L$ — коэффициент затухания (см. т. 1, стр. 184 и 202).

Постоянная времени характеризует интенсивность спадания огибающей переходной характеристики; эта огибающая приходит к своему установившемуся значению через время 3τ. Последнее ясно из формулы для $h(t)$, где в показателе степени при экспоненциальной функции стоит коэффициент $\zeta/T = \alpha = 1/\tau$.

Пример 2. Найдем передаточную функцию фильтра нижних частот (рис. 21-28), состоящего из двух ячеек RC.

Записывая уравнения Кирхгофа в операторной форме, составляя отношение изображений выходного напряжения ко вход-

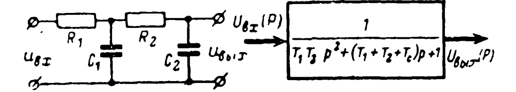


Рис. 21-28. RC-фильтр как динамическое звено второго порядка.

ному и приводя к стандартному виду звена второго порядка, получаем:

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{1}{T^2p^2 + 2\zeta Tp + 1}.$$

Постоянные T и ζ выражаются через параметры фильтра следующим образом:

$$T = \sqrt{T_1T_2};\ 2\zeta T = T_1 + T_2 + T_c$$

или

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1T_2}} > 1,$$

где

$$T_1 = R_1C_1;\ T_2 = R_2C_2;\ T_c = R_1C_2.$$

Постоянная T_c характеризует связь между ячейками фильтра.

При одинаковых постоянных времени звеньев $T_1 = T_2 = T_c = T$; $\zeta = 1,5$. Так как всегда $T_1 + T_2 > 2\sqrt{T_1T_2}$, то для двухъячеечного фильтра $\zeta > 1$.

Интегрирующее звено

Интегрирующее звено характеризуется передаточной функцией

$$W(p) = \frac{K}{p}.$$

Учитывая, что интегрированию оригинала соответствует деление изображения на p (см. т. I, стр. 44), запишем:

$$y(t) = K\int_0^t x(t)\,dt.$$

Здесь K — коэффициент передачи звена с размерностью $1/сек$.

Комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{K}{j\omega} = -j\frac{K}{\omega} = \frac{K}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}}.$$

Интегрирующее звено описывается следующими характеристиками (рис. 21-29).

Амплитудно-фазовая характеристика — совпадает с отрицательной мнимой полуосью.

Амплитудно-частотная характеристика — гипербола $K(\omega) = K/\omega$ с асимптотами: $K=0$; $\omega=0$.

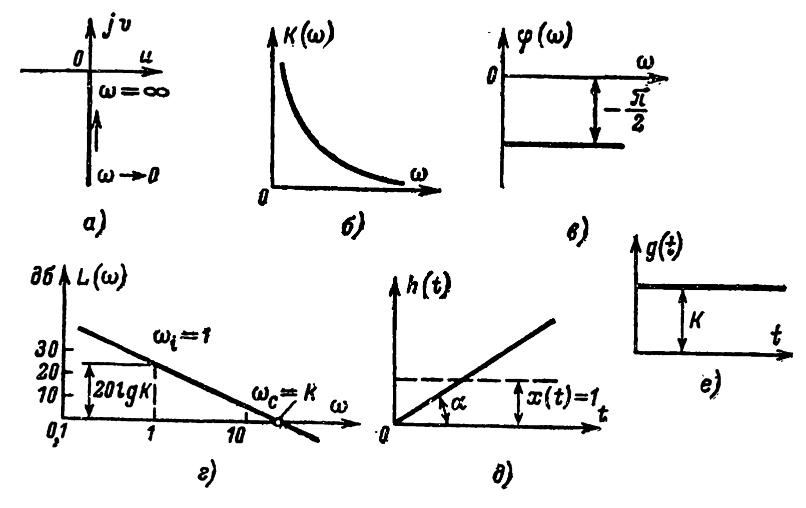


Рис. 21-29. Характеристики интегрирующего звена.

а — амплитудно-фазовая; *б* — амплитудно-частотная; *в* — фазо-частотная; *г* — логарифмическая (для $K=25$ 1/*сек*); *д* — переходная; *е* — весовая функция.

Фазо-частотная характеристика $\varphi(\omega)=-\pi/2$. Фазовый сдвиг — величина постоянная, равная —90° для всех частот.

Логарифмическая амплитудная характеристика

$$L(\omega)=20\lg\frac{K}{\omega}=20\lg K-20\lg\omega$$

— прямая, проходящая через точку с абсциссой $\omega=1$ и ординатой $20\lg K$ и имеющая наклон — 20 *дб* на декаду. Она пересекает ось абсцисс при частоте $\omega_c=K$.

Переходная характеристика $h(t)=Kt$ — прямая, проходящая через начало координат с угловым коэффициентом $K=\operatorname{tg}\alpha$; при постоянной входной величине X_0 происходит линейное нарастание выходной величины:

$$y(t)=K\int_0^t X_0dt=KX_0t.$$

Импульсная переходная характеристика $g(t)=K$ — постоянная величина для $t\geqslant0$.

Заметим, что $g(t)=0$ для $t<0$.

Примеры практической реализации интегрирующих звеньев. 1. *Серводвигатель* (исполнительный двигатель) приближенно (если не учитывать инерционных свойств его якоря) можно считать интегрирующим звеном. При этом входной величиной является напряжение на якоре u, а выходной — угол поворота якоря $\Theta_{дв}$. Угловая скорость якоря двигателя пропорциональна напряжению на якоре:

$$\omega_{дв}=K_{дв}u.$$

Но

$$\omega_{дв}=\frac{d\Theta_{дв}}{dt}$$

или

$$\Theta_{дв}=K_{дв}\int_0^t u(t)\,dt.$$

Подвергая обе части этого равенства преобразованию Лапласа, получаем:

$$\Theta_{дв}(p)=K_{дв}\frac{1}{p}U(p).$$

Следовательно, передаточная функция

$$W(p)=\frac{\Theta_{дв}(p)}{U(p)}=\frac{K_{дв}}{p},$$

$K_{дв}$ — величина угловой скорости вращения якоря при напряжении на входе 1 *в* (с размерностью *рад/в · сек*).

При постоянном входном напряжении U_0 угол $\Theta_{дв}$ возрастает пропорционально времени:

$$\Theta_{дв}=K_{дв}\int_0^t U_0dt=K_{дв}U_0t.$$

В большинстве практических приложений необходимо учитывать инерцию якоря и нагрузки; тогда указанное приближение несправедливо.

Передаточная функция двигателя с учетом инерционности якоря, когда приведенный к якорю двигателя момент нагрузки сравнительно невелик по сравнению с максимальным моментом, который может развить двигатель, имеет вид:

$$W_{дв}(p)=\frac{\Theta_{дв}(p)}{U(p)}=\frac{K_{дв}}{p(T_{дв}p+1)},$$

$K_{дв}$ — коэффициент передачи двигателя, численно равный величине угловой скоро-

сти вращения якоря двигателя в установившемся режиме при постоянном входном напряжении 1 *в* (с размерностью *рад/в·сек*). $T_{дв}$ — электромеханическая постоянная времени, зависящая от параметров двигателя и пропорциональная моменту инерции

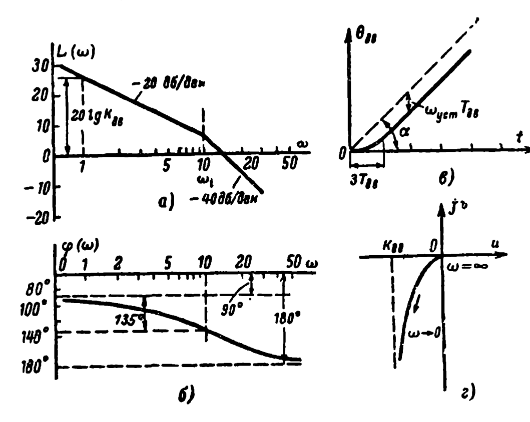


Рис. 21-30. Характеристики серводвигателя (передаточная функция двигателя).

а — ЛАХ; *б* — ЛФХ; *в* — переходная; *г* — амплитудно-фазовая.

якоря. Величину $T_{дв}$ стремятся уменьшить; она имеет порядок 0,04—0,1 *сек*. Как будет показано дальше, такой передаточной функции соответствует соединение интегрирующего и инерционного звеньев.

Обычно между якорем двигателя и нагрузкой устанавливается редуктор, понижающий число оборотов в i раз и во столько же раз увеличивающий момент нагрузки на валу редуктора. Одновременно в i^2 раз уменьшается момент инерции нагрузки, приведенный к оси якоря двигателя (i — редукционное число). Если i значительно (500—1 000), то момент инерции нагрузки (обычно во много раз больший момента инерции якоря) увеличивает постоянную времени двигателя не очень сильно (в 1,1—2 раза).

Логарифмическая амплитудная характеристика двигателя (рис. 21-30, *а*) состоит из двух отрезков с наклоном — 20 и — 40 *дб* на декаду. Первый из этих отрезков проходит через точку (1, 20 lg $K_{дв}$). Частота сопряжения на которой ЛАХ меняет свой наклон $\omega_i = 1/T_{дв}$.

Логарифмическая фазовая характеристика серводвигателя (рис. 21-30, *б*) — сумма ЛФХ интегрирующего и инерционного звена. Суммарный фазовый сдвиг при $\omega \to \infty$ составляет — π. При $\omega=\omega_i=1/T_{дв}$ фазовый сдвиг равен — $(\pi/2+\pi/4) = -0{,}75\,\pi$.

Рассмотрим реакцию серводвигателя на ступенчатый сигнал. Можно показать, что при подаче на вход единичного скачка напряжения угол поворота якоря двигателя меняется по закону

$$\Theta_{дв}=h(t) = K_{дв}\left[t - T_{дв}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{дв}}}\right)\right].$$

При подаче на вход скачка напряжения величиной U_0 угол поворота якоря двигателя (рис. 21-30, *в*)

$$\Theta_{дв} = K_{дв}U_0\left[t - T_{дв}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{дв}}}\right)\right].$$

Спустя достаточно большое время $T=3T_{дв}$, когда $e^{-\frac{t}{T_{дв}}} \approx 0$, угол поворота двигателя возрастает линейно:

$$\Theta_{дв} = K_{дв}U_0(t - T_{дв}) = \omega_{уст}(t - T_{дв}),$$

где $\omega_{уст}$ — установившаяся угловая скорость; $\omega_{уст} = K_{дв}U_0$.

2. *Инерционное звено* приближенно при некоторых условиях имеет характеристики, близкие к характеристикам интегрирующего звена.

При подаче на вход инерционного звена ступенчатого сигнала величиной X_0 выходная величина меняется по экспоненте

$$y = KX_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Разлагая экспоненту в ряд и ограничиваясь двумя членами разложения, получаем:

$$e^{-\frac{t}{T}} = 1 - \frac{t}{T}$$

$$y(t) \approx \frac{K}{T}X_0 t = K_{и}X_0 t,$$

где

$$K_{и} = K/T,$$

причем приближенное равенство справедливо для $t \ll T$.

Инерционное звено можно приближенно считать интегрирующим при условии, что режим в инерционном звене будет далек от установившегося. Это происходит, когда сигналы на входе изменяются достаточно быстро по сравнению с величиной, обратной постоянной времени T, а для ступенчатых сигналов — когда время наблюдения t значительно меньше T. Именно в указанном смысле *инерционное звено* иногда именуют *интегрирующей цепью* или *интегрирующим фильтром*.

Условие $t \ll T$ эквивалентно пренебрежению единицей в знаменателе передаточной функции инерционного звена:

$$W(p) = \frac{K}{Tp+1} \approx \frac{K}{Tp} = \frac{K_{и}}{p},$$

$K_{и} = K/T$ — коэффициент передачи.

Дифференцирующие и форсирующие звенья

Дифференцирующие и форсирующие звенья соответственно характеризуются следующими передаточными функциями:

$$W_{д}(p) = Kp; \quad W_{ф}(p) = K(Tp + 1).$$

Выходные и входные сигналы этих звеньев связаны следующими соотношениями:

$$y = K\frac{dx}{dt}; \quad y = K\frac{dx}{dt} + Kx.$$

В практически осуществимых звеньях эти передаточные функции получаются только в результате идеализации реальных процессов, поэтому звенья с такими характери-

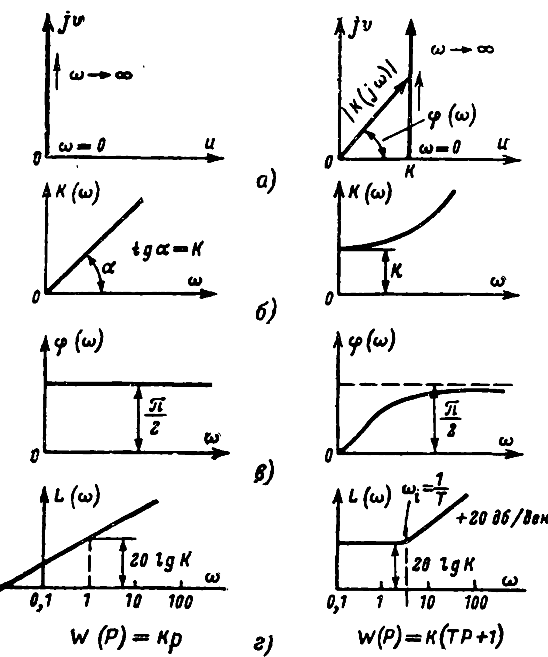


Рис. 21-31. Характеристики идеальных дифференцирующего (слева) и форсирующего (справа) звеньев.

а — амплитудно-фазовая; *б* — амплитудно-частотная; *в* — фазо-частотная; *г* — ЛАХ.

стиками являются идеализированными, или идеальными звеньями.

Характеристики идеальных дифференцирующих звеньев (рис. 21-31) расположены в левом столбце, а форсирующих — в правом.

Комплексный коэффициент передачи

$K_д(j\omega) = K\omega e^{j\frac{\pi}{2}}$	$K_ф(j\omega) = K(j\omega T + 1)$

Амплитудно-фазовая характеристика

Совпадает с положительной мнимой полуосью	Полупрямая, параллельная оси ординат, смещенная относительно начала координат на величину K

Амплитудно- и фазо-частотная характеристики

Прямая $K_д(\omega) = K\omega$	$K_ф(\omega) = K\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$
Прямая $\varphi(\omega) = \pi/2$	$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \omega T$

Логарифмическая амплитудная характеристика

$L(\omega) = 20 \lg K\omega$	$L(\omega) = 20 \lg K\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$
Прямая с наклоном +20 *дб/дек*, проходящая через точку (*1*, $20 \lg K$)	Приближенная ЛАХ строится как характеристика инерционного звена с той разницей, что начиная с частоты сопряжения $\omega_i = 1/T$ прямая идет с наклоном +20 *дб/дек*

Переходные характеристики

$h(t) = K\delta(t)$	$h(t) = K[\delta(t) + 1]$
— дельта — функция, увеличенная в K раз	— сумма единицы и дельта-функции, увеличенные в K раз

Примеры практической реализации дифференцирующих и форсирующих звеньев. 1. *Реальное дифференцирующее звено*, например RC-фильтр верхних частот или дифференцирующая цепочка (рис. 21-32, *а*) в импульсной технике (см. т. 1, стр. 547). Пользуясь операторными сопротивлениями, находим:

$$u_{вх}(p) = I(p)R + \frac{I(p)}{pC},$$

но

$$I(p) = \frac{u_{вых}(p)}{R}$$

и

$$u_{вх}(p) = u_{вых}(p) + \frac{u_{вых}(p)}{RCp}.$$

Отсюда получаем следующие характеристики:

Передаточная функция

$$W(p) = \frac{Tp}{Tp + 1}, \tag{21-17}$$

где $T = RC$ (рис. 21-32, *б*).

Комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{Tj\omega}{Tj\omega + 1} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \tag{21-18}$$

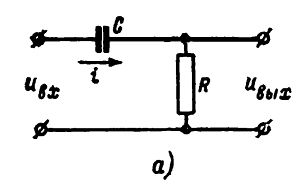
где

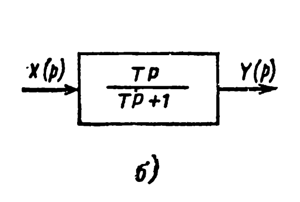
$$K(\omega) = \frac{\omega T}{\sqrt{1 + (\omega T)^2}}; \quad \varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \omega T.$$

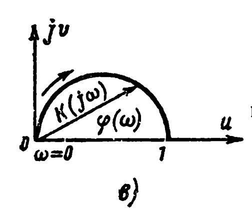
Выражение (21-18) для $K(j\omega)$ можно найти не только заменой p на $j\omega$ в формуле (21-17), но используя зависимость между входным и выходным синусоидальными напряжениями и считая емкостное сопротивление равным $1/j\omega C$:

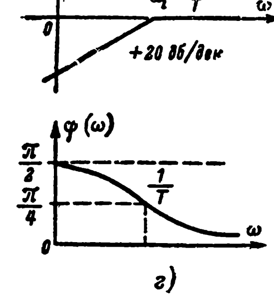
$$\dot{U}_{вых}=\frac{\dot{U}_{вх}R}{R+\frac{1}{j\omega C}}=\dot{U}_{вх}\frac{j\omega CR}{j\omega CR+1}.$$

Отсюда сразу получается выражение (21-18).









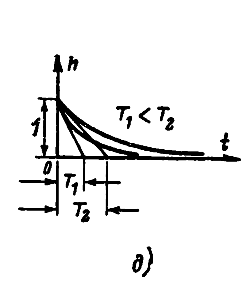


Рис. 21-32. Реальное дифференцирующее звено.

а — принципиальная схема; *б* — структурная схема; *в* — амплитудно-фазовая характеристика; *г* — ЛАХ и ЛФХ; *д* — переходная характеристика для двух значений *T*.

Реальное дифференцирующее звено можно считать состоящим из двух звеньев: идеального дифференцирующего Tp и инерционного $\frac{1}{Tp+1}$.

Амплитудно-фазовая характеристика (рис. 21-32, *в*) — полуокружность единичного радиуса, расположенная в первом квадранте. Звено дает опережение по фазе, убывающее с ростом частоты от $\pi/2$ до нуля. С ростом частоты выходной сигнал увеличивается, стремясь к $U_{вх}$ (коэффициент передачи — к единице), поскольку сопротивление конденсатора убывает, стремясь к нулю.

Характеристики звена приближаются к характеристикам идеального дифференцирующего звена в области нижних частот. Это приближение тем ближе, чем меньше постоянная времени T. Следовательно, «дифференцирование» осуществляется тем точнее, чем «длительнее» входные сигналы по сравнению с T. Последнее замечание подтверждается также видом переходной характеристики (рис. 21-32, *д*), которая представляет собой скачок и спадающую экспоненту с постоянной времени T (см. т. 1, стр. 545).

2. *Реальное форсирующее звено* — последовательное соединение сопротивления r с параллельно соединенными конденсатором C и сопротивлением R (рис. 21-33). В этой схеме

$$\dot{U}_{вых}=\dot{U}_{вх}\frac{r(j\omega CR+1)}{j\omega CR+r+R}=$$

$$=K_ф\frac{Tj\omega+1}{\tau j\omega+1}\dot{U}_{вх},$$

где

$$K_ф=\frac{r}{R+r}<1;\quad \tau=\frac{T}{r+R}=TK_ф.$$

Следовательно,

$$K(j\omega)=\frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}}=K_ф\frac{Tj\omega+1}{\tau j\omega+1}.$$

Отсюда находим амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики (рис. 21-33, *г*, *д*):

$$K(\omega)=K_ф\frac{(\omega T)^2+1}{(K_ф\omega T)^2+1};$$

$$\varphi(\omega)=\operatorname{arctg}\omega T-\operatorname{arctg}\omega\tau.$$

Передаточная функция звена (рис. 21-33, *б*)

$$W(p)=K_ф\frac{Tp+1}{K_фTp+1}.$$

Звено можно считать состоящим из двух звеньев: идеального форсирующего и инерционного.

Характеристики звена приближаются к характеристикам идеального форсирующего звена в области нижних частот. Различие между характеристиками тем слабее, чем меньше τ и, следовательно, чем меньше $K_ф$ (при заданном T). Поэтому приближение к идеальному звену будет тем лучше, чем меньше коэффициент его передачи.

3. *Тахогенератор* — маломощный генератор постоянного тока с постоянными магнитами. Выходное напряжение тахогенератора пропорционально скорости вращения якоря:

$$u_{тг}=K_{тг}\omega=K_{тг}\frac{d\Theta}{dt}=K_{тг}p\Theta,$$

где

ω — угловая скорость вращения якоря;
Θ — угол его поворота;
$K_{тг}$ — коэффициент передачи.

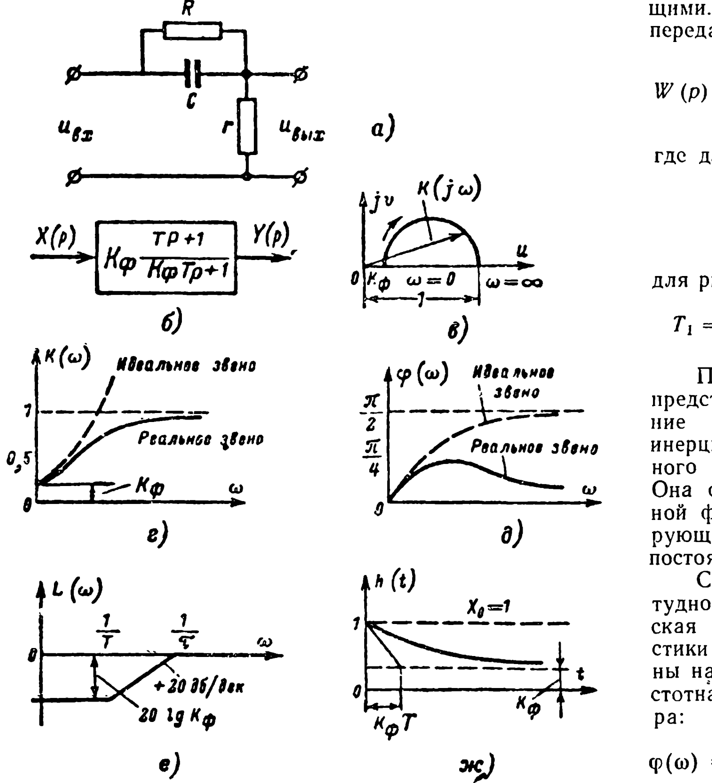


Рис. 21-33. Реальное форсирующее звено.

а — принципиальная схема; *б* — структурная схема; *в* — амплитудно-фазовая характеристика; *г* — амплитудно-частотная характеристика; *д* — фазо-частотная характеристика; *е* — ЛАХ; *ж* — переходная характеристика.

Так как входом звена является угол поворота Θ, а выходом — напряжение, то передаточная функция

$$W_{\text{тг}}(p) = \frac{U_{\text{тг}}(p)}{\Theta(p)} = K_{\text{тг}}p.$$

Тахогенератор приближенно можно рассматривать как дифференцирующее звено.

Корректирующие звенья

В системах автоматического регулирования часто применяют звенья, предназначенные для коррекции характеристик и придания системам необходимых динамических свойств. Такие звенья называются корректирующими (см. об этом стр. 60). Чаще всего для целей коррекции используются инерционно-форсирующие и интегро-дифференцирующие звенья.

Инерционно-форсирующее звено. Это звено может быть выполнено в виде одного из фильтров, представленных на рис. 21-34, *а*, *б*. Иногда эти фильтры называют также пропорционально-интегрирующими. Оба фильтра имеют передаточную функцию

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{T_2p + 1}{T_1p + 1},$$

где для рис. 21-34, *а*;

$$T_1 = (R_1 + R_2)C$$
$$T_2 = R_2C,$$

для рис. 24, *б*.

$$T_1 = R(C_1 + C), \quad T_2 = RC_1.$$

Передаточная функция представляет собой произведение передаточных функций инерционного и идеализированного форсирующего звеньев. Она отличается от передаточной функции реального форсирующего звена лишь значением постоянных времени ($T_1 > T_2$).

Соответствующие амплитудно-фазовая и логарифмическая амплитудная характеристики для схемы *а* изображены на рис. 21-34, *в*, *г*. Фазо-частотная характеристика фильтра:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\omega T_2 - \operatorname{arctg}\omega T_1.$$

Интегро-дифференцирующий контур (рис. 21-35, *а*). Передаточная функция

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{(\tau_1p + 1)(\tau_2p + 1)}{(T_1p + 1)(T_2p + 1)}.$$

Здесь $\tau_1 = R_1C_1$; $\tau_2 = R_2C_2$; $T_1T_2 = \tau_1\tau_2$; $\tau_1 + \tau_2 = T_1 + T_2 + R_1C_2$; $(T_1 + T_2 > \tau_1 + \tau_2)$.

Характеристики звена изображены на рис. 21-35, *б*—*г*.

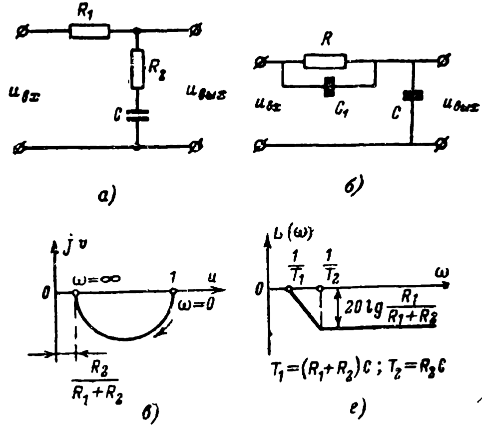


Рис. 21-34. Инерционно-форсирующая цепь коррекции.

а, *б* — схемы; *в* — амплитудно-фазовая характеристика; *г* — ЛАХ.

Амплитудно-частотная характеристика (рис. 21-35, *г*)

$$K(\omega)=\frac{\sqrt{1+\omega^2\tau_1^2}\,\sqrt{1+\omega^2\tau_2^2}}{\sqrt{1+\omega^2T_1^2}\,\sqrt{1+\omega^2T_2^2}}$$

Рис. 21-35. Интегро-дифференцирующий контур.

а — схема; *б* — амплитудно-фазовая характеристика; *в* — ЛАХ; *г* — амплитудно-частотная $K(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi(\omega)$ характеристики.

имеет минимум на частоте $\omega_m=\frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}}=$

$$=\frac{1}{\sqrt{T_1T_2}}.$$

На той же частоте фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega)=\operatorname{arctg}\omega\tau_1+\operatorname{arctg}\omega\tau_2-$$
$$-\operatorname{arctg}\omega T_1-\operatorname{arctg}\omega T_2$$

проходит через нуль.

Некоторые из наиболее употребительных динамических звеньев, не рассмотренные выше, приведены в табл. 21-1. Передаточные функции этих звеньев могут быть представлены в виде произведения передаточных функций рассмотренных выше простейших звеньев.

21-4. СОЕДИНЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Цепь, состоящая из совокупности динамических звеньев, может быть преобразована по определенным правилам в другую, более простую цепь или приведена к виду, удобному для исследования системы регулирования.

Звенья могут соединяться последовательно, параллельно и встречно-параллельно (соединение обратной связью).

Последовательное соединение

Применительно к звеньям последовательным (или каскадным) называется такое соединение, когда выход каждого звена соединяется со входом последующего.

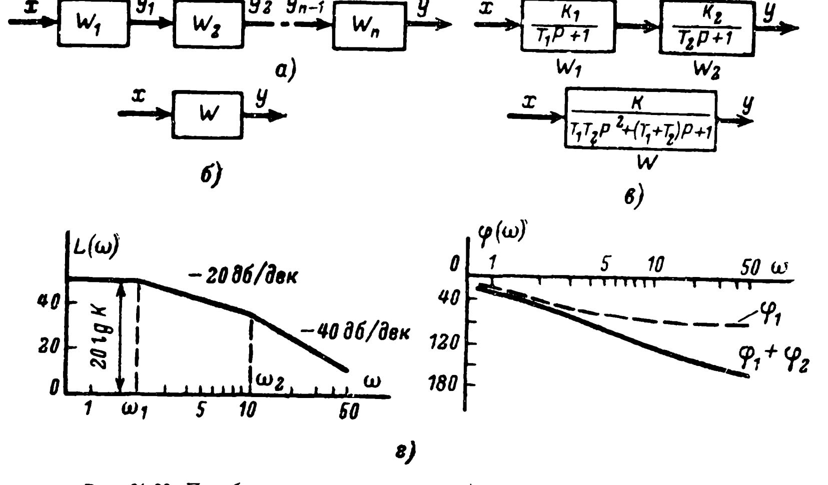


Рис. 21-36. Преобразования звеньев при последовательном соединении.

а — последовательное соединение звеньев W_1, W_2, ..., W_n; *б* — эквивалентное звено W; *в* — последовательное соединение двух инерционных звеньев и эквивалентное звено второго порядка; *г* — ЛАХ и ЛФХ двух последовательно соединенных инерционных звеньев ($K=40$; $T_1=0{,}5$ *сек*; $T_2=0{,}1$ *сек*).

Таблица 21-1

Некоторые динамические звенья и их характеристики

Схемы звеньев	Передаточная функция	Асимптотическая ЛАХ	Амплитудно-фазовая характеристика
R_2; R_1; C; R_3	$W(p) = K_э \dfrac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$ $K_э = \dfrac{R_3}{R_3 + R_2}$; $W(0) = K_э$ $W(\infty) = \dfrac{1}{1 + \dfrac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2)}}$ $\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \omega T_1 - \operatorname{arctg} \omega T_2$ $T_1 = (R_1 + R_2) C$ $T_2 = \dfrac{R_3 + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_3 + R_2} T_1$	$\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_2}$; $lg\,\omega$; $W(0)$; $W(\infty)$; +20 дб/дек	jv; ω; 0; $\omega=0$; $\omega=\infty$; 1
C_1; C_2; R_1; R_2	$W(p) = \dfrac{T^2 p^2}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + R_1 C_2) p + 1} =$ $= \dfrac{T^2 p^2}{(T_A p + 1)(T_B p + 1)}$ $T^2 = T_1 T_2 = R_1 R_2 C_1 C_2$ $T_1 = R_1 C_1$; $T_2 = R_2 C_2$ $T_A T_B = T_1 T_2$; $T_A + T_B = T_1 + T_2 + R_1 C_2$ $\varphi(\omega) = \pi - \operatorname{arctg} \dfrac{\omega (T_1 + T_2 + R_1 C_2)}{1 - T_1 T_2 \omega^2}$	$L(\omega)$; $1\,1/сек$; $\frac{1}{T_A}$; $\frac{1}{T_B}$; $20\,lg\,T^2$	jv; $\omega=0$; $\omega=\infty$; 0; 1

Продолжение табл. 21-1

Схемы звеньев	Передаточная функция	Асимптотическая ЛАХ	Амплитудно-фазовая характеристика
R_1, R_2, R_3, C	$W(p) = K_э \dfrac{T_2p+1}{T_1p+1}$ $K_э = \dfrac{R_3}{R_1+R_3}$; $W(0) = K_э$ $W(\infty) = \dfrac{1}{1+\dfrac{R_1}{R_2}+\dfrac{R_1}{R_3}}$ $\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \omega T_2 - \operatorname{arctg} \omega T_1$ $T_1 = \left(R_2 + \dfrac{R_1R_3}{R_1+R_3)}\right)C$; $T_2 = R_2\,C$	L (дб); $\frac{1}{T_1}$; $\frac{1}{T_2}$; $lg\,\omega$; $W(0)$; $W(\infty)$; -20 дб/дек	jv; $\omega=\infty$; $\omega=0$; 0
R_1, R_2, C_1, C_2	$W(p) = \dfrac{1}{T_1T_2p^2+(T_1+T_2+R_1C_2)\,p+1} =$ $= \dfrac{1}{(T_Ap+1)(T_Bp+1)}$ $\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \dfrac{(T_1+T_2+R_1C_2)\,\omega}{1-T_1T_2\omega^2}$ $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$ $T_AT_B = T_1T_2$; $T_A+T_B = T_1+T_2+R_1C_2$	$L(\omega)$; $\frac{1}{T_A}$; $\frac{1}{T_B}$; $lg\,\omega$; -20 дб/дек; -40 дб/дек	jv; $\omega=\infty$; 1; $\omega=0$; 0

Передаточные функции при последовательном соединении перемножаются. Цепь из n последовательно соединенных звеньев (рис. 21-36, *а*) W_1, W_2, ..., W_n можно заменить эквивалентным звеном с передаточной функцией (рис. 21-36, *б*):

$$W = W_1 W_2 \cdots W_n = \frac{Y}{X},$$

где

$$W_1 = Y_1/X;\ W_2 = Y_2/X_2,\ ...,\ W_n = Y/Y_{n-1}.$$

Таким образом, последовательно соединенные звенья преобразуются к одному звену с передаточной функцией, равной произведению передаточных функций отдельных звеньев.

Так как

$$W_i(j\omega) = K_i(j\omega)\ (i = 1,\ 2,\ ...,\ n),$$

то

$$K(j\omega) = K_1(j\omega) K_2(j\omega) \cdots K_n(j\omega) = K_1(\omega) K_2(\omega) \ldots K_n(\omega) \times e^{j[\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \cdots + \varphi_n(\omega)]}.$$

Отсюда следует, что при последовательном соединении логарифмические амплитудные и фазовые характеристики складываются:

$$L(\omega) = 20 \lg K_1(\omega) + \cdots + 20 \lg K_n(\omega) = \sum_{i=1}^{n} L_i(\omega);$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + ... + \varphi_n(\omega).$$

Поскольку операция сложения выполняется значительно проще операции умножения, для определения свойств системы последовательно соединенных звеньев на практике чаще всего пользуются ЛАХ.

Правило преобразования звеньев при последовательном соединении иллюстрирует рис. 21-36.

Пример 1. Последовательное соединение двух инерционных звеньев (рис. 21-36, *в* и *г*) с передаточными функциями

$$W_1(p) = \frac{K_1}{T_1 p + 1};\ W_2(p) = \frac{K_2}{T_2 p + 1}$$

эквивалентно одному звену с передаточной функцией

$$W = W_1 W_2 = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)};\ K = K_1 K_2.$$

ЛАХ и ЛФХ для примера $K=40$, $T_1=0{,}5$ *сек* и $T_2=0{,}1$ *сек* приведены на рис. 21-36, *г*. Построение характеристик производится следующим образом.

ЛАХ: наносятся две частоты сопряжения: $\omega_1 = 1/T_1$ и $\omega_2 = 1/T_2$. ЛАХ представляется: до частоты ω_1 — прямой, параллельной оси абсцисс на уровне $20 \lg K$; между ω_1 и ω_2 — прямой с наклоном —20 *дб/дек*; выше ω_2 — прямой с наклоном —40 *дб/дек* (предполагается $\omega_2 > \omega_1$).

ЛФХ: складываются две фазовые характеристики с пересчетом масштаба по оси абсцисс в соответствии со значениями величин ω_1 и ω_2 (рис. 21-17). Общий фазовый сдвиг при $\omega \to 0$ стремится к нулю, при $\omega \to \infty$ стремится к $-\pi$.

Пример 2. Последовательное соединение интегрирующего и инерционного звеньев

$$W_1 = \frac{K_1}{p};\ W_2 = \frac{K_2}{Tp + 1}$$

путем использования рассмотренного правила приводится к виду

$$W = W_1 W_2 = \frac{K}{p(Tp + 1)},$$

где $K = K_1 K_2$.

Такой передаточной функцией описывается электрический серводвигатель (см. стр. 26).

Параллельное соединение

Применительно к звеньям параллельным соединением называется такое, при котором на входы всех динамических звеньев подается общий входной сигнал,

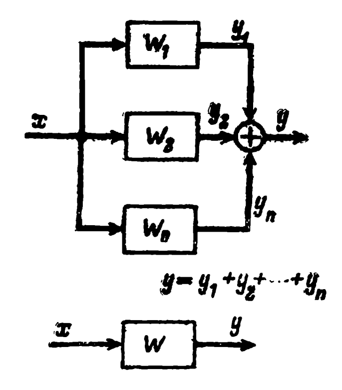


Рис. 21-37. Параллельное соединение звеньев.

а выходные сигналы всех звеньев суммируются (рис. 21-37).

Передаточная функция W системы из n параллельно соединенных звеньев W_1, $W_2, \ldots$, W_n равна сумме передаточных функций отдельных звеньев:

$$W = W_1 + W_2 + ... + W_n,$$

где

$$W_1 = \frac{Y_1}{X},\ W_2 = \frac{Y_2}{X},\ \ldots,\ W_n = \frac{Y_n}{X}.$$

Встречно-параллельное соединение (соединение в цепь с обратной связью)

Звено $W_{о.с}$ находится по отношению к звену W во встречно-параллельном соединении (т. е. звено W охвачено обратной

связью $W_{о.с}$), если вход звена $W_{о.с}$ соединен с выходом звена W, а выходная величина $y_{о.с}(t)$ звена $W_{о.с}$ суммируется со входным воздействием $x(t)$ или вычитается из него (рис. 21-38).

Положительная обратная связь — на звено W подается сумма $x(t)$ и $y_{о.с}(t)$ так, что входной сигнал для W равен:

$$z = x(t) + y_{о.с}(t).$$

Рис. 21-38. Соединение обратной связи (встречно-параллельное соединение).

а — общее обозначение, справа обозначение операции вычитания, иногда применяемое в литературе; *б* — обозначение отрицательной обратной связи и эквивалентное звено; *в* — следящая система с обратной связью; W — передаточная функция разомкнутой системы; Φ — замкнутой системы; x, y — вход и выход; $z=x-y$ — рассогласование.

Отрицательная обратная связь — на звено W поступает разность $x(t)$ и $y_{о.с}(t)$, так что входной сигнал для W

$$z = x(t) - y_{о.с}(t).$$

Операция вычитания на схемах обозначается специальным знаком (рис. 21-38, *а*, *б*). В автоматике используются почти исключительно отрицательные обратные связи.

Так как

$$Y_{о.с} = YW(p),$$

то

$$Z(p) = X(p) - Y_{о.с}(p)$$

и

$$Y(p) = Z(p)W(p) = (X - Y_{о.с})W = (X - YW_{о.с})W$$

или

$$Y(p) = \frac{W}{1 + WW_{о.с}} X(p) = \Phi X(p),$$

где

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)W_{о.с}(p)},$$

Частный случай, для которого $W_{о.с} = 1$ и

$$\Phi = \frac{W}{1 + W}$$

соответствует охвату звена единичной отрицательной обратной связью, при которой на сравнивающий элемент поступает выходная величина, т. е. $y_{о.с} = y$. К такой схеме сводится следящая система, поскольку в ней выходная величина является вместе с тем сигналом обратной связи.

Звено, охваченное отрицательной обратной связью, эквивалентно одному звену с передаточной функцией $\Phi(p)$. Если $W_{о.с}$ не зависит от p, т. е. $W_{о.с}$ является пропорциональным звеном, то обратная связь называется ж е с т к о й. Чаще всего характер обратной связи не оговаривается.

При положительной обратной связи перед вторым членом знаменателя предыдущего выражения будет стоять знак минус.

Отметим, что в автоматике характер обратной связи определяется видом операции, осуществляемой над сигналами $x(t)$ и $y_{о.с}(t)$, т. е. тем производится алгебраическое сложение или вычитание мгновенных значений входного сигнала и сигнала обратной связи, независимо от того, как изменяется амплитуда и фаза сигналов при прохождении через систему. Такое определение отличается от определения, применяемого в теории усилителей, согласно которой характер обратной связи зависит от фазовых сдвигов сигнала при прохождении цепей W и $W_{о.с}$.

Применительно к следящим системам выражение

$$W(p) = \frac{Y(p)}{Z(p)}$$

принято называть **п е р е д а т о ч н о й ф у н к ц и е й р а з о м к н у т о й с и с т е м ы**, поскольку оно характеризует прохождение сигналов с входа на выход, когда цепь обратной связи в следящей системе разомкнута. Выражение

$$\Phi(p) = Y(p)/X(p)$$

называют **п е р е д а т о ч н о й ф у н к ц и е й з а м к н у т о й с и с т е м ы**, поскольку оно характеризует прохождение сигналов со входа на выход, когда цепь обратной связи замкнута.

Формулы, связывающие передаточные функции W и Φ, широко применяются в теории автоматического управления.

Пример 1. Инерционное звено с жесткой обратной связью (рис. 21-39).

Передаточная функция инерционного звена без обратной связи (разомкнутой системы)

$$W(p) = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta(p)} = \frac{K}{Tp + 1}.$$

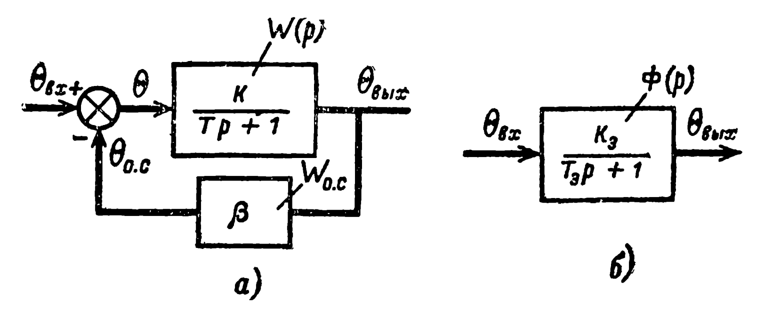


Рис. 21-39. Инерционное звено с жесткой обратной связью.
а — структурная схема; *б* — эквивалентное инерционное звено.

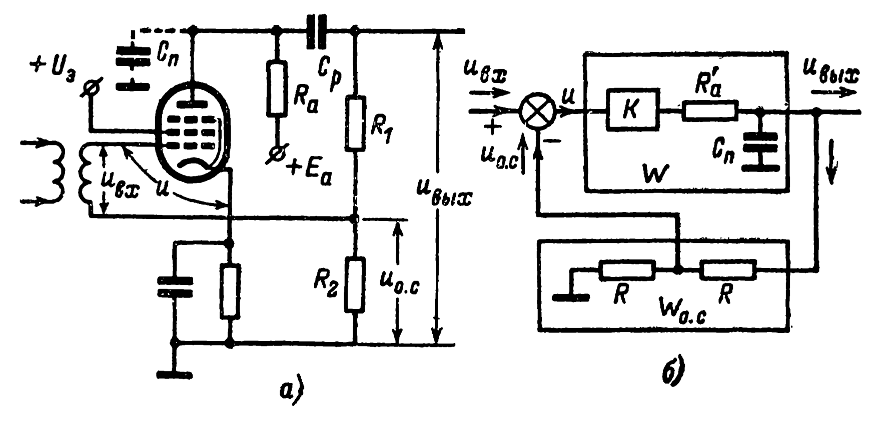


Рис. 21-40. Усилитель с обратной связью.
а — принципиальная схема; *б* — структурная схема — эквивалентное инерционное звено с обратной связью через делитель R_1, R_2; $R'_а=R_{вн} \| R_а \approx R_а$.

Для жесткой обратной связи передаточная функция является действительным числом β и

$$\beta = \frac{\Theta_{о.с}}{\Theta_{вых}} = W_{о.с}$$

(как правило, $\beta \leqslant 1$).

Передаточная функция звена с обратной связью (замкнутой системы)

$$\Phi = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta_{вх}(p)} = \frac{W}{1 + WW_{о.с}} = \frac{K_э}{T_э p + 1},$$

где

$$K_э = \frac{K}{1 + \beta K}; \; T_э = \frac{T}{1 + \beta K}.$$

В результате охвата инерционного звена жесткой обратной связью образуется также инерционное звено с меньшим коэффициентом передачи $K_э < K$ и (что наиболее существенно) с меньшей постоянной времени: $T_э < T$.

В частном случае при $\beta = 1$

$$K_э = \frac{K}{1 + K},$$

при $K >> 1$

$$K_э \approx 1; \; T_э = \frac{1}{K}.$$

Итак, для уменьшения инерционности звено охватывают жесткой обратной связью. Постоянная времени уменьшается тем больше, чем выше K. Соответственно при большом K общий коэффициент передачи будет близким к единице.

Примером из области радиотехники может служить усилитель с отрицательной обратной связью в области высоких частот (рис. 21-40). При отсутствии обратной связи (см. стр. 21)

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U(p)} = \frac{K}{Tp + 1},$$

где K и T то же, что на стр. 21,

$$\Phi = \frac{W}{1 + W W_{о.с}} = \frac{K_э}{T_э p + 1};$$

$$W_{о.с} = \frac{U_{о.с}(p)}{U_{вых}(p)} = \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

$$K_э = \frac{SR_а}{1 + SR_а\beta};$$

$$T_э = \frac{R_аC_п}{1 + SR_а\beta}.$$

При $\beta = 1$

$$K_э = \frac{SR_а}{1 + SR_а} \approx 1;$$

$$T_э = \frac{R_аC_п}{1 + SR_а} \approx \frac{C_п}{S}.$$

Пример 2. Интегрирующее звено с жесткой обратной связью:

$$W(p) = \frac{Y_{вых}(p)}{Z(p)} = \frac{K}{p};$$

$$W_{о.с} = \frac{Y_{о.с}(p)}{Y(p)} = \beta,$$

$$\Phi(p) = \frac{\frac{K}{p}}{1 + \beta\frac{K}{p}} \frac{K}{p + \beta K} = $$

$$= K_э \frac{1}{T_эp + 1},$$

где $K_э = 1/\beta$; $T_э = 1/\beta K$.

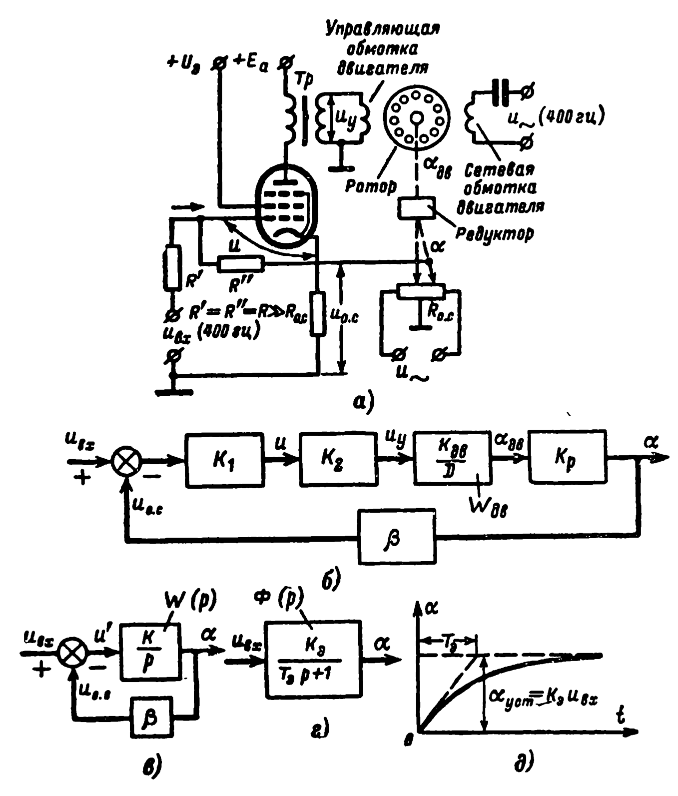


Рис. 21-41. Простейшая следящая система с двигателем.

а — упрощенная схема следящей системы для отработки угла α пропорционального входному напряжению $u_{вх}$; *б* — структурная схема системы: K_1 — коэффициент передачи входной цепи (от входа до сетки лампы); K_2 — коэффициент передачи лампового усилителя и трансформатора; $K_{дв}$ — коэффициент передачи двигателя; $K_р$ — коэффициент передачи редуктора; $\beta = u_{о.с}/\alpha$ — коэффициент передачи цепи обратной связи; *в* — преобразованная структурная схема; *г* — эквивалентная структурная схема (инерционное звено); *д* — реакция на ступенчатый сигнал.

Интегрирующее звено в результате охвата жесткой обратной связью преобразуется в инерционное звено. Соответственно переходная характеристика преобразуется в экспоненту с постоянной времени $T_э$, стремящейся к уровню $K_эX$.

Если $\beta = 1$, то эквивалентный коэффициент передачи $K_э$ равен единице (выходная величина в установившемся режиме повторяет входную), а постоянная времени есть величина, обратная коэффициенту усиления; $K_э = 1$, $T_э = 1/K$.

Примером указанного соединения может служить исполнительный двигатель (при $T_{дв} = 0$) с потенциометром отрицательной обратной связи (рис. 21-41). Управляющая обмотка двухфазного асинхронного двигателя питается от лампового усилителя переменного тока. С ротором двигателя связан потенциометр обратной связи $R_{о.с}$, напряжение которого $u_{о.с}$ вычитается из входного переменного напряжения $u_{вх}$.

При наличии напряжения u на сетке лампы якорь двигателя начинает вращаться, перемещая связанный с ним через редуктор движок потенциометра обратной связи $R_{о.с}$. Возникающее напряжение $u_{о.с}$, пропорциональное смещению движка α и углу поворота якоря двигателя $\alpha_{дв}$, вычитается из входного напряжения. Последнее достигается соответствующим выбором направления смещения движка.

Напряжение на сетке лампы пропорционально разности $u_{вх}$ и $u_{о.с}$, $u = K_1(u_{вх} - u_{о.с})$. Для $R' = R'' = R$ $K_1 = 0{,}5$ и $u = 0{,}5(u_{вх} - u_{о.с})$. Напряжение на управляющей обмотке $u_у = K_2u$, где коэффициентом K_2 учитывается усиление лампы и наличие трансформатора *Тр*. Угловая скорость вращения якоря двигателя пропорциональна напряжению $u_у$, $\omega_{дв} = K_{дв}u_у$. Соответственно передаточная функция двигателя

$$W_{дв} \approx \frac{\alpha_{дв}(p)}{U_у(p)} = \frac{K_{дв}}{p}.$$

Угол поворота движка потенциометра

$$\alpha = K_р\alpha_{дв},$$

где $K_р$ — коэффициент передачи редуктора, а напряжение, снимаемое с движка потенциометра, $u_{о.с} = \beta\,\alpha_{дв}$; β — коэффициент передачи цепи обратной связи: $\beta = u_{о.с}/\alpha_{дв}$.

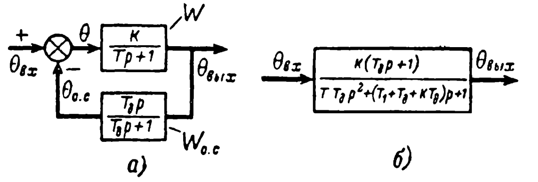


Рис. 21-42. Инерционное звено с дифференцирующим звеном в цепи обратной связи.

а — исходная структурная схема; *б* — эквивалентная структурная схема.

Структурная схема в рассматриваемом примере состоит из интегрирующего звена (безынерционный двигатель), усилительных (пропорциональных) звеньев и цепи обратной связи β. Вся система эквивалентна одному инерционному звену с коэффициентом передачи $K_э=1/\beta$ и постоянной времени $T_э=1/\beta K$, где $K=K_1K_2K_{дв}K_р$ — коэффициент передачи прямой цепи (размерность в *град/сек*).

Коэффициент $K_э$ (размерность *град/в*) характеризует угол поворота движка потенциометра на единицу входного напряжения.

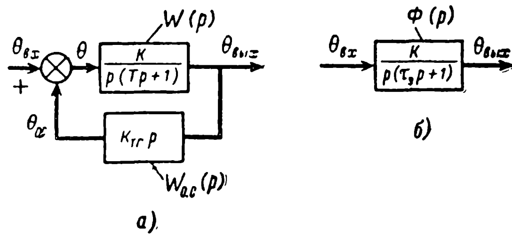


Рис. 21-43. Интегрирующее и инерционное звено, охваченное цепью скоростной обратной связи (двигатель с тахогенератором в цепи обратной связи).

а — исходная структурная схема; *б* — эквивалентная структурная схема.

Приведенный пример иллюстрирует устройство следящей системы, предназначенной для поворота выходного вала (движок потенциометра) пропорционально входному напряжению. Инерционность системы характеризуется величиной $T_э$ и зависит от β и K. Для уменьшения инерционности следует увеличивать K.

Пример 3. Инерционное звено с реальным дифференцирующим звеном в цепи обратной связи (рис. 21-42).

Передаточные функции звеньев равны:

Рис. 21-44. Номограммы для определения ЛАХ и ЛФХ

$$W(p) = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta(p)} = \frac{K}{Tp+1};$$

$$W_{о.с}(p) = \frac{\Theta_{о.с}(p)}{\Theta_{вых}(p)} = \frac{T_д p}{T_д p + 1}.$$

Передаточная функция системы

$$\Phi(p) = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta_{вх}(p)} = \frac{W(p)}{1 + W(p)\,W_{о.с}(p)} =$$

$$= \frac{K(T_д p + 1)}{(Tp+1)(T_д p + 1) + KT_д p} =$$

$$= \frac{K(T_д p + 1)}{TT_д p^2 + (T + T_д + KT_д)\,p + 1}.$$

Соединение эквивалентно последовательному соединению двух звеньев: идеального форсирующего с коэффициентом передачи K и звена второго порядка. Таким соединением пользуются, если необходимо ввести в закон регулирования производную. Коэффициент передачи при этом не меняется, однако порядок системы увеличивается на единицу (вместо первого становится вторым).

Пример 4. Интегрирующее и инерционное звено с дифференцирующим звеном в цепи обратной связи (рис. 21-43).

Примером такого соединения может служить двигатель, охваченный тахогенераторной обратной связью:

$$W_{дв}(p) = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta(p)} = \frac{K_{дв}}{p(T_{дв}p + 1)};$$

$$W_{о.с}(p) = \frac{\Theta_{о.с}}{\Theta_{вых}} = K_{тг}p.$$

Передаточная функция системы:

$$\Phi(p) = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta_{вх}(p)} = \frac{W_{дв}}{1 + W_{дв}W_{о.с}} =$$

$$= \frac{K_{дв}}{p(T_{дв}p + 1) + K_{дв}K_{тг}p} =$$

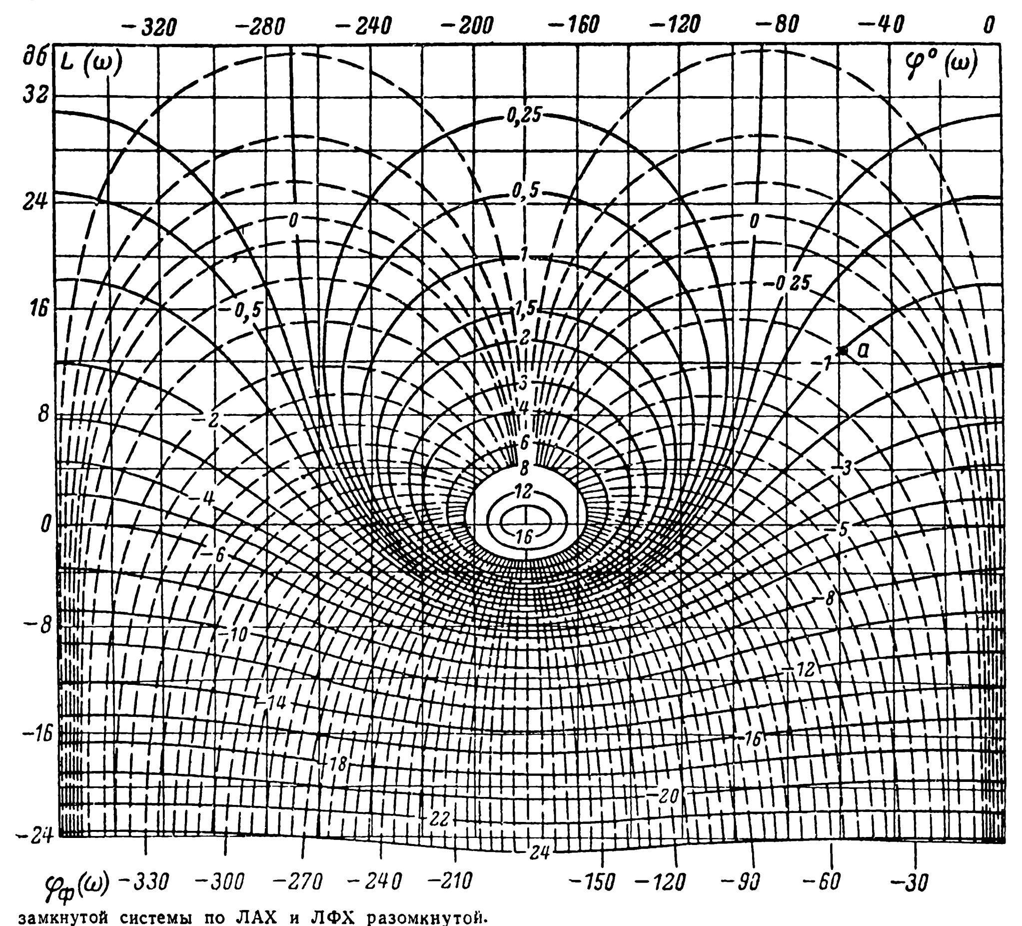
$$= \frac{K_э}{p(T_э p + 1)},$$

где

$$K_э = \frac{K_{дв}}{1 + K_{тг}K_{дв}}; \quad T_э = \frac{T_{дв}}{K_{тг}K_{дв} + 1}.$$

В результате получается новое звено, имеющее передаточную функцию того же типа; однако постоянная времени и коэффициент передачи уменьшаются при этом в $1 + K_{тг}K_{дв}$ раз.

Таким путем можно снизить постоянную двигателя, правда за счет пропорционального уменьшения коэффициента передачи. Последний, однако, можно восстано-



замкнутой системы по ЛАХ и ЛФХ разомкнутой.

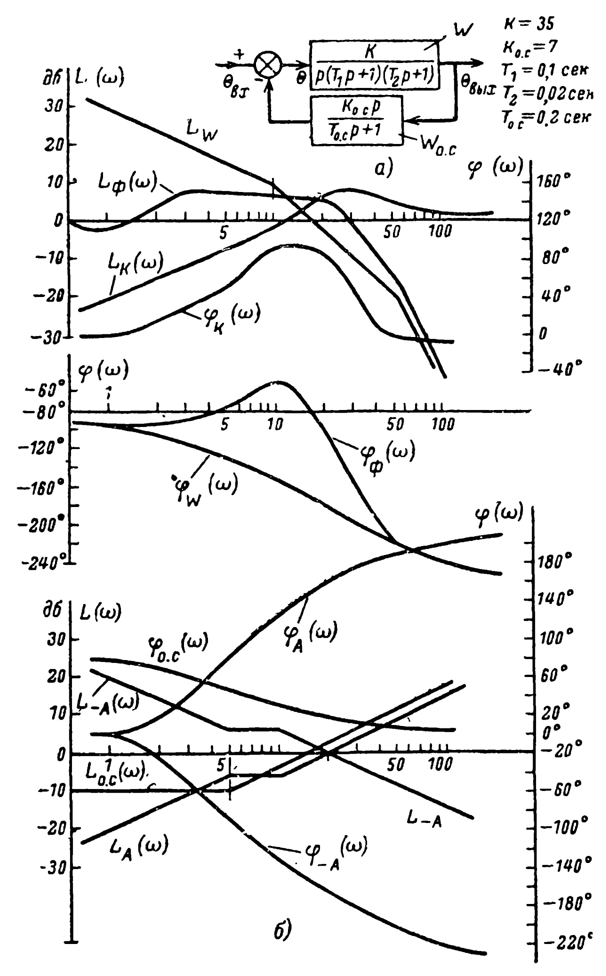


Рис. 21-45. Пример построения ЛАХ и ЛФХ соединения обратной связи.

а — структурная схема; *б* — графики для ЛАХ и ЛФХ звеньев; $L_ф$, $\varphi_ф$ — результирующие ЛАХ и ЛФХ системы.

вить до нужного уровня введением дополнительного усилителя, предшествующего двигателю, тогда как уменьшение инерционности двигателя $T_{дв}$ может быть связано с серьезными конструктивными трудностями.

Построение ЛАХ и ЛФХ замкнутой следящей системы

Характеристики ЛАХ и ЛФХ замкнутой системы строятся по ЛАХ $L(\omega)$ и ЛФХ $\varphi(\omega)$ разомкнутой системы с помощью номограмм (рис. 21-44), вычисленных на основе зависимости

$$\Phi = \frac{W}{1+W}.$$

На оси ординат $L(\omega)$ и абсцисс $\varphi^\circ(\omega)$ откладываются значения амплитуд и фаз разомкнутой системы. Оцифрованные сплошные жирные линии диаграммы обозначают значения логарифмической амплитудной характеристики $L_\Phi(\omega)$ замкнутой системы. Пунктирные линии (с оцифровкой внизу вдоль оси абсцисс) дают значения $\varphi_\Phi(\omega)$ фазового сдвига замкнутой системы.

Некоторая точка *а* (соответствующая частоте ω) с координатами, например, $L(\omega)=+13$ *дб* и $\varphi(\omega)=-60^\circ$ передаточной функции разомкнутой системы W определяет амплитуду $L_\Phi(\omega)=-1$ *дб* и фазу $\varphi_\Phi(\omega)=-3^\circ$ функции Φ замкнутой системы. Для $L(\omega)>$ >32 *дб* $L_\Phi(\omega)$ близка к 0; для $L(\omega)<-24$ *дб* $L(\omega)\approx L_\Phi(\omega)$.

ЛАХ и ЛФХ для соединения с обратной связью. Для нахождения ЛАХ и ЛФХ в этом случае передаточная функция $\Phi(p)$ представляется в виде

$$\Phi = \frac{W}{1+WW_{o.c}} = W\frac{A}{1+A} = WW_к,$$

где

$$A = \frac{1}{WW_{o.c}}, \text{ а } W_к = \frac{A}{1+A}.$$

Построение ЛАХ и ЛФХ осуществляется следующим путем:

1. Строятся ЛАХ и ЛФХ произведения передаточных функций $WW_{o.c}$. Поскольку амплитудно-частотная характеристика для $WW_{o.c}$ является произведением амплитудно-частотных характеристик звеньев W и $W_{o.c}$, для нахождения ЛАХ произведения $WW_{o.c}$ нужно сложить ЛАХ этих звеньев. Общий фазовый сдвиг при соединении звеньев находится как сумма фазовых характеристик отдельных звеньев. Поэтому для нахождения ЛФХ $WW_{o.c}$ необходимо сложить фазовые характеристики отдельных звеньев.

2. Находится ЛАХ и ЛФХ для звена A. Так как $|A|=1/|WW_{o.c}|$, то $20\lg|A|=-20\lg|WW_{o.c}|$. Фаза $1/WW_{o.c}$ отличается от фазы $WW_{o.c}$ только знаком. Следовательно, ЛАХ и ЛФХ звена A находят путем зеркального отображения ЛАХ и ЛФХ $WW_{o.c}$ относительно оси частот, т. е. знак ординат характеристик $WW_{o.c}$ должен быть изменен на обратный (обратные ЛАХ и ЛФХ);

3. По обратным ЛАХ и ЛФХ с помощью номограмм рис. 21-44 строятся ЛАХ и ЛФХ звена $W_к$;

4. Полученные характеристики $W_к$ суммируются с характеристиками W, в результате получаются ЛАХ и ЛФХ функции Φ.

Пример. Построить ЛАХ и ЛФХ сое-

динения с обратной связью для случая, когда

$$W = \frac{K}{p(T_1p+1)(T_2p+1)};$$

$$W_{о.с} = \frac{K_{о.с}p}{T_{о.с}p+1},$$

т. е. в прямой цепи содержится интегрирующее и два инерционных звена; в цепи обратной связи — реальное дифференцирующее звено с усилителем (рис. 21-45, *а*).

Вначале строим ЛАХ и ЛФХ звеньев W (L_W и φ_W) и $W_{о.с}$ ($L_{о.с}$ и $\varphi_{о.с}$). Соответствующие характеристики изображены на рис. 21-45, *б*. Затем, суммируя ЛАХ и ЛФХ указанных звеньев, находим ЛАХ и ЛФХ соединения этих звеньев, т. е. $L_{-A} = L_W + L_{о.с}$ и $\varphi_{-A} = \varphi_W + \varphi_{о.с}$. Взяв их зеркальное изображение относительно оси абсцисс, получим характеристики звена A: L и φ. Затем, используя номограмму рис. 21-44, определим ЛАХ и ЛФХ эквивалентного корректирующего звена $W_к = \frac{A}{1+A}$. На этой номограмме нанесено геометрическое место точек, соответствующее характеристикам L_A и φ_A.

Суммируя, наконец, характеристики $L_к$, $\varphi_к$ эквивалентного корректирующего контура и φ_W, L_W, получаем искомые ЛАХ и ЛФХ $L_Ф$, $\varphi_Ф$ эквивалентного соединения. Из графиков $L_Ф$, $\varphi_Ф$ (рис. 21-44, *б*) следует:

а) эквивалентная ЛАХ функции $Ф$ почти совпадает с осью абсцисс на частотах до 1,5 1/*сек* (т. е. на низких частотах коэффициент передачи системы равен единице) и затем после небольшого подъема спадает, практически сливаясь на частотах выше 50 1/*сек* с ЛАХ прямой петли;

б) эквивалентная ЛФХ функции $Ф$ имеет резкий подъем на средних частотах (3—20 1/*сек*), а на высоких частотах совпадает с ЛФХ функции W.

Передаточные функции следящих систем

Передаточная функция следящей системы (после представления ее в виде структурной схемы, т. е. в виде соединения динамических звеньев) находится путем использования правил преобразования звеньев (см. стр. 31).

Сложные системы приводятся к простейшей следящей системе (динамическому звену с единичной обратной связью) или к эквивалентному звену, у которого входным воздействием является $\Theta_{вх}$, а выходной величиной $\Theta_{вых}$.

При наличии внешних возмущений (помех) структурную схему удобно приводить к одному эквивалентному звену, у которого входом является внешнее возмущение, а выходом — рассогласование (или ошибка).

Так, например, если структурная схема состоит из последовательного соединения трех звеньев W_1, W_2, W_3 (рис. 21-46, *а*), охваченных обратной связью, то она представляется эквивалентной следящей системой с теми же величинами $\Theta_{вх}$, $\Theta_{вых}$ и Θ, что у исходной, причем три звена заменяются одним звеном $W = W_1W_2W_3$. Наконец, замкнутая система представляется передаточной функцией $Ф = \frac{W}{1+W}$, связывающей $\Theta_{вх}$ и $\Theta_{вых}$ (рис. 21-46, *в*).

Аналогично преобразуются более сложные системы. Например, для схемы рис. 21-46, *г* вначале оба звена W'_2 и W_4 заменяются одним эквивалентным звеном (рис. 21-46, *д*)

$$W_2 = \frac{W'_2}{1+W'_2W_4},$$

а последовательность получившихся в результате этого звеньев — одним звеном $W = W_1W_2W_3$. Затем по формуле

$$Ф = \frac{\Theta_{вых}}{\Theta_{вх}} = \frac{W}{1+W}$$

можно найти передаточную функцию замкнутой системы (рис. 21-46, *в*).

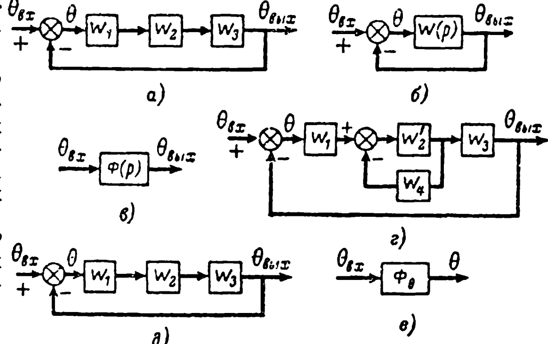


Рис. 21-46. Примеры преобразования структурных схем.

а — исходная схема из трех звеньев; *б* — преобразованная схема с одним звеном $W(p)$; *в* — структурная схема замкнутой системы; *г* — исходная структурная схема со звеном W_4, охватывающим звено W'_2; *д* — преобразованная структурная схема; *е* — передаточная функция для сигнала рассогласования.

Передаточная функция эквивалентного динамического звена определяет все основные свойства системы автоматического регулирования. Некоторые из этих свойств могут быть установлены непосредственно по виду передаточной функции, без какого-либо предварительного анализа.

Дополнительные примеры преобразования соединения звеньев даны в табл. 21-2.

Таблица 21-2

Виды преобразования соединений звеньев

Наименование преобразования	Исходная схема	Преобразованная схема
Перемещение суммирующего элемента с выхода звена на вход	$y = W_1x_1 + x_2$	$\frac{1}{W}$
Перемещение суммирующего элемента со входа звена на выход	$y = W(x_1 + x_2)$	
Перемещение точки разветвления с выхода на вход звена	$y = Wx$	
Перемещение звена из цепи обратной связи	$y = \frac{1}{1+W}x$	$\frac{1}{1+W}$
Замена звена системой с обратной связью	$y = Wx$	$\frac{W}{1-W}$

Передаточная функция разомкнутой системы — есть отношение (написанное в символической или операторной форме) выходной величины $\Theta_{вых}$ к рассогласованию Θ следящей системы, приведенной к динамическому звену с единичной обратной связью;

$$W(p) = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta(p)} = \frac{M(p)}{N(p)};$$

$M(p)$ и $N(p)$ — полиномы относительно p:

$$M(p) = b_0p^m + b_1p^{m-1} + \ldots + b_m;$$

$$N(p) = c_0p^n + c_1p^{n-1} + \ldots + c_n.$$

Если в системе, приведенной к простой следящей системе, имеется k интегрирующих звеньев, то полином $N(p)$ содержит множитель p^k. Это означает, что в $N(p)$ коэффициенты $c_n = c_{n-1} = \ldots = c_{n-k+1} = 0$ и, следовательно,

$$N(p) = p^kN_1(p),$$

где $N_1(p)$ не содержит нулевых корней (корней в нуле), т. е. $N_1(0) \neq 0$.

Статической называется система, которая после приведения к динамическому звену с единичной обратной связью не содержит интегрирующих звеньев.

Астатической называется система, которая после приведения к динамическому звену с единичной обратной связью содержит одно или больше ($k \geqslant 1$) интегрирующих звеньев. Число k называется порядком астатизма. В статической системе $k=0$. Для астатической системы (с астатизмом k-го порядка)

$$W(p) = \frac{M(p)}{p^k N_1(p)},$$

где N_1 не содержит нулевых корней. Практически k не бывает больше 2—3.

Передаточная функция замкнутой следящей системы — есть записанное в символической или операторной форме отношение выходной величины $\Theta_{вых}$ ко входной $\Theta_{вх}$:

$$\Phi(p) = \frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta_{вх}(p)} = \frac{W(p)}{1+W(p)} = \frac{M(p)}{M(p)+N(p)} = \frac{M(p)}{R(p)}.$$

В следящих системах $M(p)$ и $R(p)$ — полиномы относительно p:

$$M(p) = b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \ldots + b_m;$$
$$R(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \ldots + a_n,$$

причем для реальных систем $m \leqslant n$.

Амплитудно-фазовая характеристика системы находится путем подстановки $j\omega$ вместо p:

$$\Phi(j\omega) = \frac{W(j\omega)}{1+W(j\omega)} = P(\omega) + jQ(\omega).$$

Здесь $P(\omega)$ — вещественная частотная характеристика замкнутой системы;

$Q(\omega)$ — мнимая частотная характеристика замкнутой системы.

В системах автоматического регулирования (САР) выходной сигнал в общем случае снимается с промежуточного динамического звена так, что в цепи обратной связи содержатся динамические звенья с передаточной функцией $W_{о.с}(p)$.

Передаточная функция замкнутой системы в этом случае выражается формулой

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1+W(p)\,W_{о.с}(p)} = \frac{M(p)}{N(p)},$$

где $W(p)$ — передаточная функция звена от входа до выхода $M(p)$;

$N(p)$ — полиномы относительно p, причем для реальных систем по-прежнему $m \leqslant n$.

Передаточной функцией для сигнала рассогласования (ошибки) называют отношение величины рассогласования Θ (ошибки) в замкнутой следящей системе к входной величине $\Theta_{вх}$, записанное в операторной или символической форме.

Рассогласование $\Theta(p)$, обусловленное действием управляющего входного сигнала $\Theta_{вх}$, называется динамической ошибкой системы. Передаточная функция по динамической ошибке

$$\Phi_\Theta(p) = \frac{\Theta(p)}{\Theta_{вх}(p)} = \frac{1}{1+W(p)}. \quad (21\text{-}18^*)$$

Отсюда

$$\Theta(p) = \Phi_\Theta(p)\ \Theta_{вх}(p) = \frac{\Theta_{вх}(p)}{1+W(p)}.$$

Рассогласование на выходе i-го звена, обусловленное действием входного сигнала $\Theta_{вх}$, равно:

$$\Theta_{i\,вых}(p) = \frac{W_1 W_2 \ldots W_i}{1+W}\,\Theta_{вх}(p)$$

Оно равно произведению входной величины на передаточную функцию, которая находится как отношение произведения передаточных функций $W_1 W_2 \ldots W_i$ звеньев, предшествующих $(i+1)$-му звену, к $1+W$.

Передаточные функции при наличии возмущений. Следящая система должна возможно точнее воспроизводить входную величину и эффективно противодействовать внешним возмущениям, приложенным к объекту или к какому-либо звену системы. Возмущениями могут быть: внешние силы, приложенные к объекту и ведущие к отклонениям выходной величины; изменение условий работы системы (например, температуры); действие радиопомех и т. п. Так, например, при колебаниях температуры изменяется частота гетеродина в системе АПЧ. Благодаря действию системы АПЧ отклонение промежуточной частоты от номинального значения будет значительно уменьшено.

Действие внешних возмущений на различные звенья следящей системы является причиной возникновения рассогласований $\Theta_{п1}, \Theta_{п2}, \ldots, \Theta_{пn}$, которые добавляются к рассогласованиям в системе, обусловленным входным воздействием, и действуют на вход 1-го, 2-го, ..., n-го звена и на выход системы (рис. 21-47).

Рассогласование Θ при наличии возмущений определяется по следующей формуле:

$$\Theta(p) = \frac{1}{1+W(p)}\Theta_{вх}(p) - \frac{1}{1+W(p)} \times$$
$$\times \left[W_1 W_2 \ldots W_n \Theta_{п1} + W_2 W_3 \ldots W_n \Theta_{п2} + \right.$$
$$+ \ldots + W_{n-1} W_n \Theta_{п\,n-1} + W_n \Theta_{пn} +$$
$$\left. + \Theta_{п.вых}\right]. \quad (21\text{-}19)$$

Возмущение, приложенное к выходу системы при отсутствии входного воздействия, вызывает рассогласование

$$\Theta(p) = -\frac{1}{1+W(p)}\Theta_{п.вых}. \quad (21\text{-}19а)$$

Передаточная функция для ошибки относительно возмущения, приложенного на

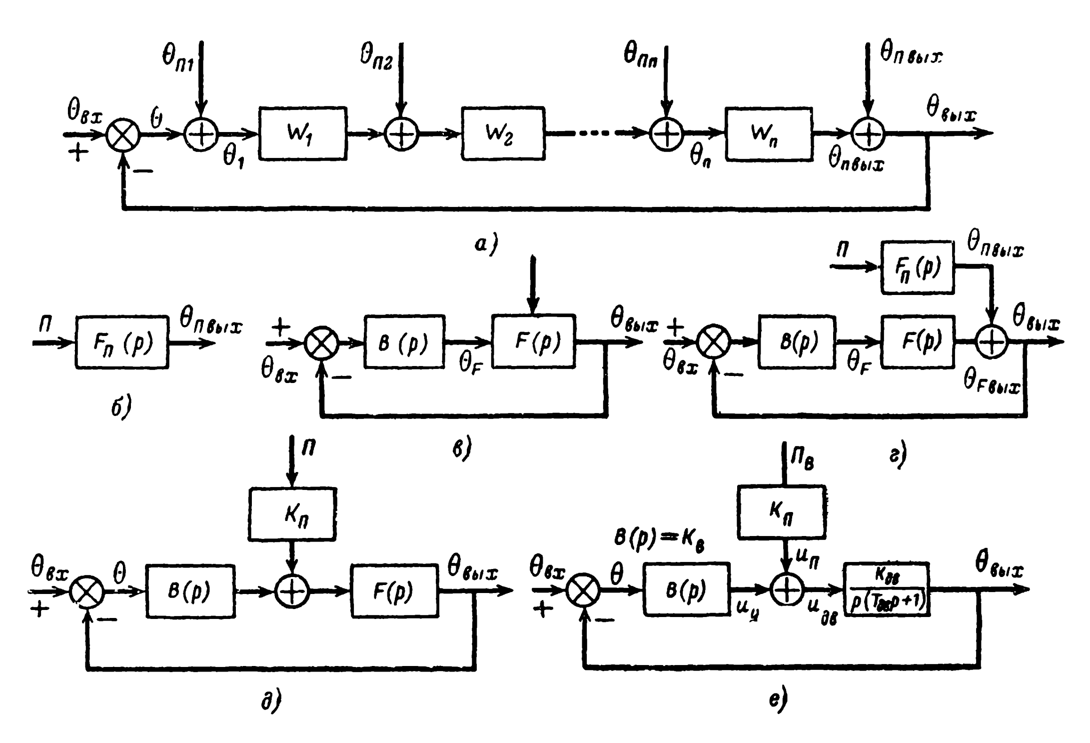


Рис. 21-47. Структурные схемы при наличии внешних возмущений.

а — исходная схема с возмущениями; *б* — структурная схема объекта при действии возмущения $П$ [$F_п(p)$ — передаточная функция объекта по возмущению]; *в* — структурная схема системы при действии возмущения $П$ на объект [$B(p)$ — передаточная функция всех звеньев, предшествующих объекту; Θ_F и $\Theta_{F_{вых}}$ — входная и выходная величины объекта без учета действия внешнего возмущения]; *г* — полная структурная схема системы с учетом возмущения; *д* — преобразованная структурная схема системы в случае, если $F_п$ и F отличаются масштабом; *е* — структурная схема автоматического радиопеленгатора при учете действия ветра $П = П_в$.

выходе, равна:

$$\Phi_{\Theta/\Theta_{п.вых}} = \frac{\Theta(p)}{\Theta_{п.вых}(p)} = -\frac{1}{1+W(p)} = -\Phi_\Theta(p).$$

Для возмущения, приложенного только ко входу первого звена (при отсутствии входного воздействия $\Theta_{вх}$),

$$\Theta(p) = -\frac{W(p)}{1+W(p)}\Theta_{п1}(p).$$

Соответственно передаточная функция для ошибки относительно этого возмущения

$$\Phi_{\Theta/\Theta_{п1}} = \frac{\Theta(p)}{\Theta_{п1}(p)} = -\frac{W(p)}{1+W(p)} = -\Phi(p) \qquad (21\text{-}20)$$

Часто внешние возмущения воздействуют на объект регулирования. Отношение изменения выходной величины $\Theta_{п.вых}$, вызванного внешним возмущением, приложенным к объекту (при отсутствии регулятора), к самому возмущению $П$, записанное в операторной форме, является передаточной функцией объекта по внешнему возмущению $F_п(p) = \Theta_{п.вых}(p)/П(p)$ (рис. 21-47, *б*). В большинстве случаев $F_п(p)$ отличается от передаточной функции объекта $F(p)$ только масштабным коэффициентом $К_п$, т. е. $F_п(p) = К_пF(p)$. В замкнутой цепи регулирования благодаря действию возмущения $П$ выходная величина $\Theta_{вых}$ будет содержать дополнительную составляющую $\Theta_{п.вых} = ПF_п(p)$, что отображается структурной схемой на рис. 21-47, *г*.

В соответствии с формулой (21-19) рассогласование в системе, вызванное только действием помехи $П$, будет равно:

$$\Theta(p) = -\frac{1}{1+W(p)}\Theta_{п.вых} = -\frac{ПF_п(p)}{1+W(p)},$$

где $W(p) = B(p)F(p)$ — передаточная функция разомкнутой системы (рис. 21-47, *в*, *г*); для случая $F_п(p) = К_пF(p)$

$$\Theta(p) = -\frac{ПК_пF(p)}{1+W(p)} \qquad (21\text{-}21)$$

и структурную схему удобно представить в виде схемы на рис. 21-47, *д*.

Пример 1. При колебаниях температуры Δt° (внешнее возмущение $\Pi = \Delta t^\circ$) изменяется частота гетеродина приемника $\Theta_{п.вых} = \Delta f_{п.г}$.

Передаточной функцией $F_п(p)$ по внешнему возмущению является коэффициент $K_t = \Delta f_{п.г}/\Delta t^\circ$, показывающий уход частоты гетеродина при изменении температуры на 1° С. В системе АПЧ (стр. 10) изменения температуры на 1° С приведут к отклонению промежуточной частоты не на $\Delta f_{п.г}$, а на величину $\Theta = \Delta f_{пр}$, причем согласно (21-21)

$$\Delta f_{пр} = -\frac{\Delta f_{п.г}}{1 + W(p)} = -\frac{K_t \Delta t^\circ}{1 + K W_ф(p)}.$$

Здесь учтено, что $W(p) = K W_ф(p)$, где K — коэффициент передачи системы, а $W_ф(p)$ — передаточная функция фильтра.

Пример 2. При действии ветра на антенну автоматического радиопеленгатора (стр. 11) возникает дополнительный угол рассогласования Θ между осью антенны и направлением на радиостанцию. Действие ветра в случае отсутствия обратной связи (т. е. при выключенной системе автослежения по углам, но при наличии тока возбуждения двигателя и включенной обмотке якоря) приводит к перемещению антенны якоря и подвижных частей редуктора на угол $\Theta_{п.вых}$, связанный с силой ветра $\Pi_в$ соотношением (см. рис. 21-47, *г*)

$$\Theta_{п.вых} = \frac{K_в}{D(T_{дв}D + 1)} \Pi_в = F_п(D)\Pi_в,$$

где $K_в$ — отношение угловой скорости вращения антенны к силе ветра, действующего на антенну, *рад/н·сек*;

$T_{дв}$ — электромеханическая постоянная привода антенны (с учетом момента инерции антенны).

Так как передаточная функция $F_п(D)$ отличается от передаточной функции приводного двигателя (с учетом редуктора) $F(D) = \frac{K_{дв}}{D(T_{дв}D + 1)}$ только постоянным множителем, структурную схему удобно представить в виде рис. 21-47, *е*, где масштабный коэффициент $K_п = K_в/K_{дв}$, а $u_п = \frac{K_в}{K_{дв}} \Pi_в = K_п \Pi_в$ — эквивалентное напряжение помехи, так что рассогласование в системе при $\Theta_{вх} = 0$

$$\Theta = -\frac{K_п K_{дв}}{D(T_{дв}D + 1) + K_v} \Pi_в,$$

где $K_v = K_в K_{дв}$ — коэффициент передачи разомкнутой системы.

Составление структурных схем

Перед проведением анализа системы автоматического регулирования ее необходимо представить в виде структурной схемы, т. е. в виде соединения простейших динамических звеньев.

Такое представление позволяет установить общие свойства системы автоматического регулирования и определить способы улучшения этих систем.

Структурные схемы составляются путем выделения в функциональной схеме динамических звеньев, обладающих свойствами однонаправленности и независимости. В тех случаях, когда это сделать затруднительно, записываются уравнения (в символическом виде), описывающие процессы в отдельных частях системы, по которым затем строится структурная схема.

Линеаризация уравнений. Если в системе содержатся нелинейные звенья, то следует предварительно произвести (где это возможно) их линеаризацию путем замены нелинейной характеристики отрезком прямой касательной к нелинейной характеристике в выбранной рабочей точке (см. рис. 21-12).

Примеры составления структурных схем. В качестве первого примера рассмотрим систему электронной автоматической подстройки частоты гетеродина, применяющуюся в радиоприемниках (см. стр. 10 и 146).

Управитель частоты колебаний (лампа реактивного сопротивления и гетеродин) характеризуется коэффициентом $K_у$ (*гц/в*):

$$W_у = \frac{\Delta f_г}{u_у} = K_у,$$

где $\Delta f_г$ — отклонение частоты гетеродина; $u_у$ — управляющее напряжение.

Фильтр *RC*, предшествующий управителю, описывается передаточной функцией: одноячеечный (стр. 21)

$$W_ф = \frac{U_у(p)}{U_ф(p)} = \frac{1}{Tp + 1}; \quad T = RC;$$

двухячеечный (стр. 25)

$$W_ф = \frac{U_у(p)}{U_ф(p)} = \frac{1}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_c)p + 1}.$$

Дискриминатор на линейном участке характеристики (стр. 18) описывается передаточной функцией

$$W_д = \frac{u_д}{\Delta f} = K_д \quad [в/гц].$$

Здесь

$$\Delta f = f_{пр} - f_0;$$

f_0 — переходная частота дискриминатора, равная разности номинальных значений частот сигнала $f_{с0}$ и гетеродина $f_{г0}$:

$$f_0 = f_{с0} - f_{г0}$$

и совпадающая с номинальным значением промежуточной частоты $f_{пр0}$.

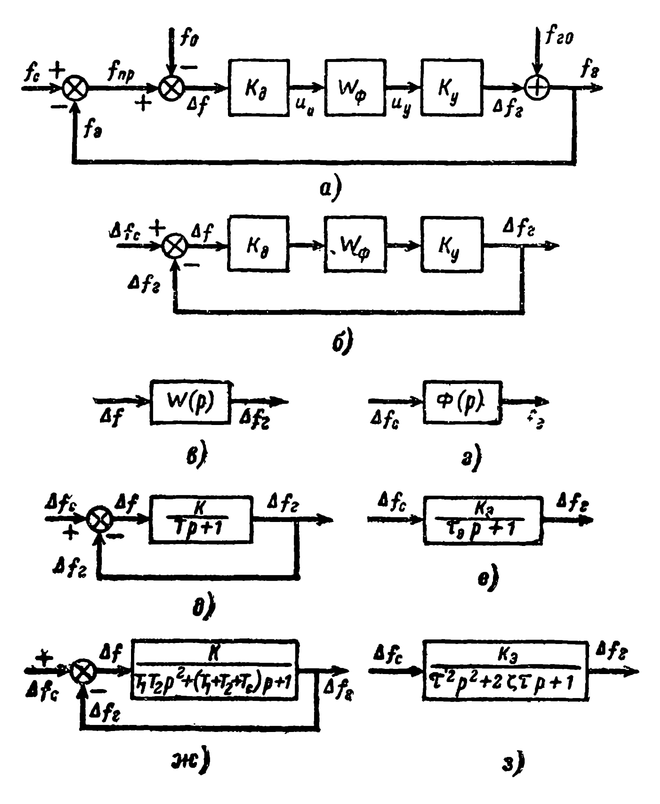


Рис. 21-48. Система электронной частотной автоподстройки.

а — структурная схема; *б* — упрощенная структурная схема, записанная в отклонениях; *в*, *г* — преобразованные схемы разомкнутой и замкнутой систем; *д* — структурная схема системы АПЧ с однозвенным RC-фильтром; *е* — эквивалентная структурная схема замкнутой системы с однозвенным фильтром; *ж*—структурная схема системы АПЧ с двухзвенным фильтром; *з*—эквивалентная структурная схема замкнутой системы АПЧ с двухзвенным фильтром.

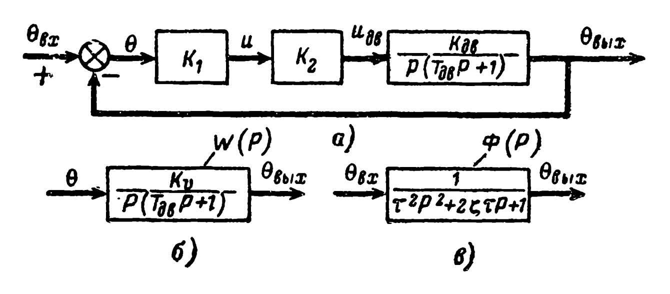


Рис. 21-49. Автоматический радиопеленгатор.

а — структурная схема; *б* — преобразованная схема разомкнутой системы; *в* — преобразованная схема замкнутой системы.

Пусть для удобства $f_c > f_г$, тогда промежуточная частота $f_{пр}$ является разностью частот сигнала и гетеродина:

$$f_{пр} = f_c - f_г.$$

Предполагая, что рассмотренные элементы удовлетворяют условию независимости, объединим их в цепь, входной величиной которой является f_c, а выходной $f_г$ (рис. 21-48, *а*). Отклонение Δf промежуточной частоты от переходной частоты дискриминатора является результатом вычитания из $f_{пр}$ частоты f_0, а $f_{пр}$ образуется в свою очередь путем вычитания из частоты сигнала f_c частоты $f_г$. Для получения $f_г$ достаточно к $\Delta f_г$ прибавить частоту $f_{г0}$. В результате получается замкнутая цепь регулирования.

Полученная структурная схема упростится, если представить ее для частотных отклонений, учитывая, что Δf можно выразить как разность:

$$\Delta f = f_c - f_г - f_0 = f_c - f_{c0} - (f_г - f_{г0}) = \Delta f_c - \Delta f_г,$$

где

$$\Delta f_c = f_c - f_{c0};\ \Delta f_г = f_г - f_{г0}.$$

В результате приходим к более удобной структурной схеме (рис. 21-48, *б*).

Передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы равны соответственно (рис. 21-48, *в*, *г*):

$$W = \frac{\Delta f_г}{\Delta f} = K W_ф$$

и

$$\Phi = \frac{\Delta f_г}{\Delta f_c} = \frac{W}{1 + W},$$

где $K = K_у K_д$ — безразмерный коэффициент.

Для системы с однозвенным фильтром (инерционное звено с обратной связью — рис. 21-48, *д*):

$$W_ф(p) = \frac{1}{Tp + 1}$$

и

$$\Phi = \frac{K}{Tp + K + 1} = \frac{K_э}{\tau_э p + 1},$$

(рис. 21-48, *а*), где

$$K_э = \frac{K}{K + 1};\ \tau_э = \frac{RC}{K + 1}.$$

Для системы с двухзвенным фильтром (рис. 21-48, *ж*)

$$W = \frac{K}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_c) p + 1};$$

следовательно (рис. 21-48, з),

$$\Phi = \frac{K_э}{\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1},$$

где

$$K_э = \frac{K}{K+1};$$

$$\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{K+1}};$$

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1 T_2 (K+1)}}.$$

Так как знаменатель передаточной функции $W(p)$ не содержит множителей p (нет интегрирующих звеньев), система АПЧ является статической.

Замкнутая система АПЧ с однозвенным фильтром эквивалентна инерционному звену с коэффициентом передачи $K/K+1$ и постоянной времени $\tau_э$, в $K+1$ раз меньшей постоянной времени T-фильтра. Система с двухзвенным фильтром эквивалентна звену второго порядка.

Отсюда следует, что процессы в системах АПЧ совпадают с процессами в инерционном звене и звене второго порядка и для описания свойств таких систем следует пользоваться характеристиками инерционного звена и звена второго порядка (стр. 19 и 22).

Пример 2. Рассматривается автоматический радиопеленгатор (рис. 21-5). Напряжение на выходе фазового детектора (ФД) радиопеленгатора (см. стр. 10) для небольших рассогласований пропорционально углу отклонения радиостанции от оси 00: $u = K_1\Theta$.

Участок схемы от точки подачи рассогласования до выхода ФД представляется пропорциональным звеном K_1. Коэффициент K_1 (размерность — в *в/град*) зависит в основном от крутизны диаграммы направленности в рабочей точке *0*, а также от усиления ФД. Далее следует усилитель с коэффициентом K_2 и двигатель с передаточной функцией $\frac{K_{дв}}{p(T_{дв}p+1)}$ (см. стр. 26), причем $K_{дв}$ — коэффициент передачи двигателя с учетом редуктора (размерность — в *град/в·сек*). Учитывая, что $\Theta = \Theta_{вх} - \Theta_{вых}$, получаем следящую систему, структурная схема которой состоит из трех звеньев (рис. 21-49, *а*): усилительного с коэффициентом передачи $K_v = K_1 K_2 K_{дв}$ (размерность — в *1/сек*), интегрирующего $(1/p)$ и инерционного $\left(\frac{1}{T_{дв}p+1}\right)$.

Замкнутая система описывается передаточной функцией

$$\Phi(p) = \frac{K_v}{p(T_{дв}p+1)+K_v} = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1}, \qquad (21\text{-}22)$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T_{дв}}{K_v}}; \quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{T_{дв}K_v}}.$$

Система эквивалентна динамическому звену второго порядка, свойства которого рассмотрены на стр. 22.

При учете инерционных свойств фазового детектора в структурную схему (рис. 21-49, *а*) добавляется инерционное звено с постоянной времени T, вследствие чего степень полиномов знаменателя W и Φ увеличивается на единицу:

$$W(p) = \frac{K_v}{p(T_{дв}p+1)(Tp+1)}; \qquad (21\text{-}23)$$

$$\Phi(p) = \frac{K_v}{p(T_{дв}p+1)(Tp+1)+K_v}. \qquad (21\text{-}24)$$

Рассматриваемая система является астатической поскольку содержит одно интегрирующее звено [множитель p в знаменателе $W(p)$].

21-5. УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Необходимым условием работоспособности системы автоматического регулирования является ее устойчивость.

Наиболее удобным и широко используемым является определение устойчивости, сформулированное А. А. Ляпуновым (см. § 21-12).

Для того чтобы установить, устойчиво ли состояние равновесия, необходимо к системе приложить некоторое возмущение (отклонить систему от состояния равновесия) и рассмотреть движение системы после снятия возмущения (т. е. собственное движение системы). Для линейных систем достаточно следующее определение устойчивости.

Устойчивой называется линейная система, которая после прекращения действия возмущающих сил стремится к исходному состоянию, т. е. начальные отклонения стремятся к нулю.

Неустойчивая линейная система удаляется от состояния равновесия так, что отклонение от этого состояния непрерывно нарастает со временем.

В тех случаях, когда движение линейной системы не стремится к нулю и не затухает, считается, что система находится на границе устойчивости. При малых изменениях параметров система переходит в устойчивую или неустойчивую; поэтому практического интереса такой режим не представляет.

Реальная неустойчивая система, удаляясь от состояния равновесия, при доста-

точно больших отклонениях переходит в нелинейный режим. Чаще всего в этих случаях возникают автоколебания (периодические колебания устойчивой амплитуды).

Для нелинейных систем необходимо оговорить степень начальных отклонений, поскольку система может иметь несколько состояний равновесия, из которых одни являются устойчивыми, а другие — неустойчивыми (см. стр. 127).

Здесь рассматриваются только линейные системы.

Прямой путь определения устойчивости системы состоит в составлении уравнения, описывающего собственные движения системы и исследовании решения этого уравнения.

Дифференциальное уравнение составляется на основе передаточной функции замкнутой системы:

$$\Phi(D) = \frac{M(D)}{R(D)} \text{ или } \Phi(p) = \frac{M(p)}{R(p)},$$

где M и R — полиномы относительно D или p:

$$M(D) = b_0D^m + b_1D^{m-1} + \dots + b_m;$$

$$R(D) = a_0D^n + a_1D^{n-1} + \dots + a_n$$

(причем для реальных систем $m \leqslant n$).

Дифференциальное уравнение, описывающее свободные колебания в системе, имеет вид:

$$R(D)\Theta_{\text{вых}}(t) = 0$$

или

$$a_0D^n\Theta_{\text{вых}} + a_1D^{n-1}\Theta_{\text{вых}} + \dots + a_n\Theta_{\text{вых}} = 0. \qquad (21\text{-}25)$$

Соответствующее ему характеристическое уравнение (см. т. 1, стр. 42) получается из (21-25) заменой оператора D параметром λ:

$$a_0\lambda^n + a_1\lambda^{n-1} + \dots + a_{n-1}\lambda + a_n = 0. \qquad (21\text{-}26)$$

Если все вещественные части корней этого уравнения будут отрицательными, движение системы будет затухающим и система устойчивой.

Если хотя бы один корень имеет положительную вещественную часть, система будет неустойчивой.

На практике для определения устойчивости линейной системы пользуются критериями устойчивости, т. е. правилами, с помощью которых можно определить, устойчива ли система, не прибегая к решению дифференциальных уравнений.

Критерии устойчивости

Существует несколько критериев устойчивости: алгебраический (Рауса — Гурвица), Михайлова, частотный (Найквиста — Михайлова) и др. Ниже рассматриваются критерии, наиболее часто применяемые в практике.

Алгебраический критерий (Рауса — Гурвица). Для определения устойчивости по этому критерию составляется передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(D) = M(D)/R(D)$$

или

$$\Phi(p) = \frac{M(p)}{R(p)}$$

и рассматривается полином ее знаменателя.

Система автоматического регулирования будет устойчивой, если все коэффициенты $a_0, a_1, \dots, a_n$ полинома

$$R(D) = a_0D^n + a_1D^{n-1} + \dots + a_{n-1}D + a_n \qquad (21\text{-}27)$$

или

$$R(p) = a_0p^n + a_1p^{n-1} + \dots + a_{n-1}p + a_n$$

положительны (необходимое условие) и, кроме того, выполняются следующие неравенства:

для системы третьего порядка ($n=3$):

$$a_1a_2 - a_0a_3 > 0;$$

для системы четвертого порядка ($n=4$):

$$a_3(a_1a_2 - a_0a_3) - a_1^2a_4 > 0;$$

для системы пятого порядка ($n=5$):

$$(a_1a_2 - a_0a_3)(a_3a_4 - a_2a_5) - (a_1a_4 - a_0a_5)^2 > 0.$$

и т. д.

Невыполнение указанных неравенств свидетельствует о неустойчивости системы.

При выполнении необходимого условия (коэффициенты положительны и отличны от нуля) системы, описываемые уравнениями первого и второго порядков, являются устойчивыми, т. е. для таких систем необходимое условие является одновременно и достаточным.

В случае систем высоких порядков алгебраическим критерием пользоваться неудобно из-за громоздкости получаемых выражений.

Пример 1. Автоматический пеленгатор при наличии фильтра с постоянной времени T [стр. 47, формулы (21-23), (21-24)].

Передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем будут соответственно:

$$W(p) = \frac{K_v}{TT_{\text{дв}}p^3 + (T + T_{\text{дв}})p^2 + p};$$

$$\Phi(p) = \frac{K_v}{TT_{\text{дв}}p^3 + (T_{\text{дв}} + T)p^2 + p + K_v};$$

следовательно,

$$R(p) = T_{дв}Tp^3 + (T_{дв} + T)p^2 + p + K_v.$$

Здесь

$$a_0 = T_{дв}T;\ a_1 = T_{дв} + T;\ a_2 = 1;\ a_3 = K_v.$$

Необходимые условия устойчивости выполняются. Для системы третьего порядка, кроме того, должны выполняться неравенства:

$$a_1a_2 - a_0a_3 > 0,$$

т. е. $T_{дв} + T - TT_{дв}K_v > 0$

или

$$K_v < \frac{1}{T_{дв}} + \frac{1}{T} = K_{кр}.$$

Обозначим

$$K_{кр} = \frac{1}{T_{дв}} + \frac{1}{T} \qquad (21\text{-}28)$$

Если $K_v > K_{кр}$, т. е. если K_v не удовлетворяет неравенству (21-28), система становится неустойчивой. В данном случае будут наблюдаться нарастающие колебания. В дальнейшем нарастание амплитуды колебаний приостановится или система выйдет из режима слежения, поскольку начнет влиять нелинейность характеристик усилительных элементов.

Коэффициент усиления, при котором система переходит от устойчивого состояния к неустойчивому, называют критическим $K_{кр}$.

Частотный (амплитудно-фазовый) критерий (Найквиста — Михайлова). Критерий позволяет сделать заключение об устойчивости замкнутой системы регулирования по амплитудно-фазовым или логарифмическим характеристикам разомкнутой системы.

Вначале приведем определения для систем, устойчивых или нейтральных, в разомкнутом состоянии (характеристическое уравнение разомкнутой системы не содержит корней с положительной вещественной частью).

Если точка с координатами (—1, $j0$) не охватывается контуром, образованным амплитудно-фазовой характеристикой и положительной вещественной полуосью, замкнутая система устойчива (рис. 21-50, *а*); если точка (—1, $j0$) расположена внутри него, система неустойчива (рис. 21-50, *б*).

Если точка (—1, $j0$) лежит на амплитудно-фазовой характеристике, замкнутая система находится на границе устойчивости. При этом малейшее увеличение коэффициента усиления системы приводит к тому, что эта точка будет охватываться контуром и система станет неустойчивой.

На рис. 21-50, *а*, *б* приведены амплитудно-фазовые характеристики статической системы (устойчивой в разомкнутом состоянии) с передаточной функцией вида

$$W(p) = \frac{K}{(T_1p + 1)(T_2p + 1)(T_3p + 1)}.$$

Если передаточная функция системы является инерционным звеном или звеном второго порядка, то ее амплитудно-фазовая характеристика ни при каком $K>0$ не охватывает точки —1, $j0$, поэтому при любых $K>0$ такая система устойчива.

В случае, когда система содержит интегрирующие звенья, амплитудно-фазовая характеристика при $\omega \to 0$ уходит в бесконечность, поскольку характеристическое уравнение имеет нулевые корни. Такая система будет нейтральной в разомкнутом состоянии. Для определения, будет ли она устойчивой в замкнутом состоянии, необходимо образовать замкнутый контур, дополнив характеристику дугой окружности весьма большого радиуса от действительной положительной полуоси до бесконечно удаленной ветви характеристики по часовой стрелке, и воспользоваться сформулированным выше правилом. Амплитудно-фазовые характеристики системы на

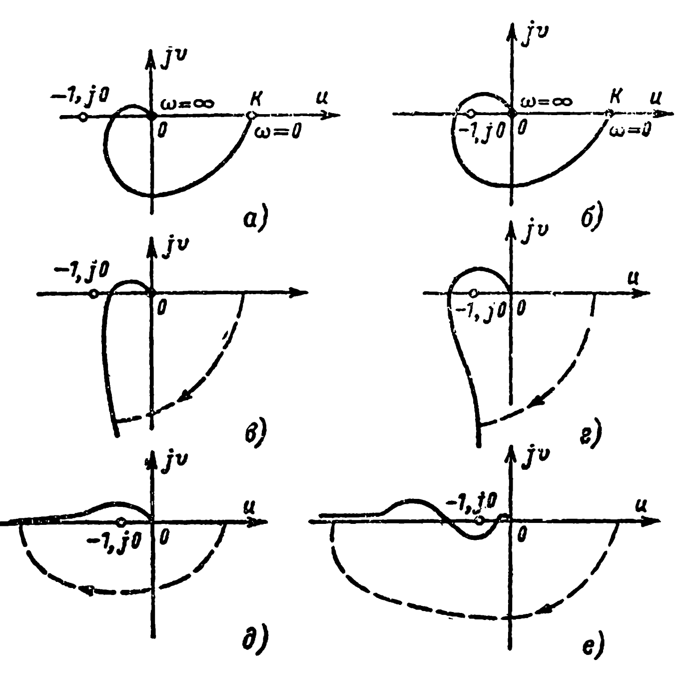
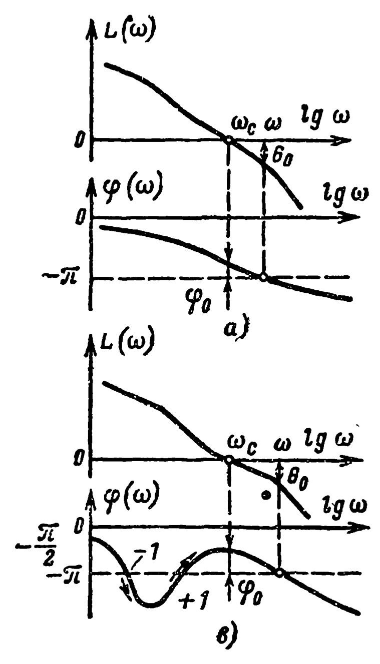


Рис. 21-50. Использование амплитудно-фазовых характеристик для определения устойчивости следящих систем.



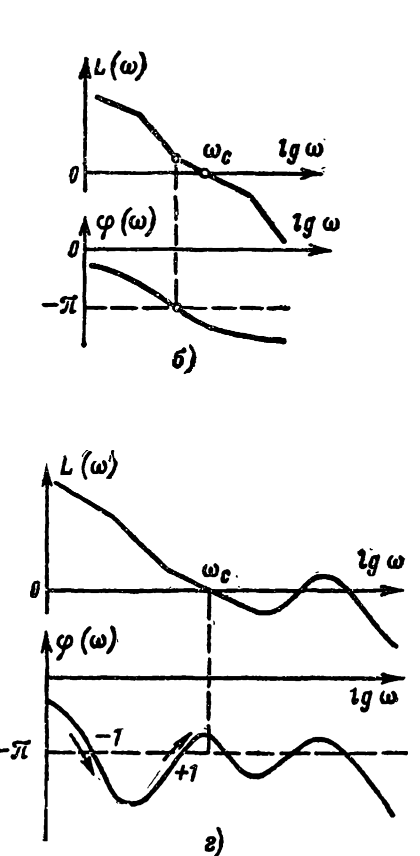


Рис. 21-51. Использование ЛАХ и ЛФХ для определения устойчивости.

а — система устойчива (G_0 и φ_0 — запасы устойчивости по амплитуде и фазе); *б* — система неустойчива; *в* — система устойчива ($r=0$); *г* — система неустойчива (для $r=2$).

рис. 21-50, *в*, *е* в замкнутом состоянии будут устойчивыми, а на рис. 21-50, *г*, *д* — неустойчивыми.

Заметим, что системы с амплитудно-фазовой характеристикой на рис. 21-50, *в*, *г* имеют одно интегрирующее звено (множитель $1/p$), а на рис. 21-50, *д*, *е* — два интегрирующих звена (множитель $1/p^2$).

Определение устойчивости по ЛАХ и ЛФХ производится путем использования того же амплитудно-фазового критерия. При этом необходимо учесть, что точке, где модуль амплитудно-фазовой характеристики равен единице, соответствует точка пересечения ЛАХ с осью абсцисс (частота среза ω_c), а точке, в которой фазовый сдвиг равен 180° соответствует пересечение ЛФХ линии $-\pi$.

Замкнутая система устойчива, если на частоте ω, для которой $\varphi=-\pi$, ордината ЛАХ разомкнутой системы отрицательна. Так, например, система, для которой ЛАХ и ЛФХ имеют вид рис. 21-51, *а*, устойчива, а рис. 21-51, *б* — неустойчива.

Если разомкнутая система устойчива, а ЛФХ пересекает линию $-\pi$ в нескольких точках, то замкнутая система будет устойчивой, когда $L(\omega)<0$ при $\varphi=-\pi$ для самой правой из точек пересечения.

Указанный критерий широко используется в практике благодаря тому, что построение ЛАХ и ЛФХ разомкнутых систем обычно не вызывает затруднений.

Амплитудно-фазовый критерий можно распространить на случай, когда разомкнутая система является неустойчивой, т. е. ее характеристическое уравнение содержит нули с положительной вещественной частью. Дадим определение применительно к установлению устойчивости по ЛАХ и ЛФХ. В этом случае следует подсчитать алгебраическую сумму пересечений ЛФХ оси $-\pi$ левее частоты среза ω_c, приписав каждому такому пересечению величину -1, если при увеличении частоты оно происходит сверху вниз, и величину $+1$, если оно происходит снизу вверх (рис. 21-51, *в*, *г*).

Для того чтобы система, характеристическое уравнение которой в разомкнутом состоянии имеет r корней с положительной вещественной частью, была устойчивой в замкнутом состоянии, необходимо и достаточно, чтобы алгебраическая сумма чисел пересечения была равна $r/2$. Если указанное число не равно $r/2$, система будет неустойчивой.

Так, если система, имеющая ЛАХ и ЛФХ, как на рис. 21-51, *в* в разомкнутом состоянии устойчива или нейтральна, то и в замкнутом состоянии она будет устой-

чивой, поскольку сумма пересечений ЛФХ, лежащих левее ω_c, равна $-1+1=0$.

Если система, ЛАХ и ЛФХ которой изображены на рис. 21-51, *г*, имеет характеристическое уравнение с двумя нулями с положительной вещественной частью ($r=2$), то в замкнутом состоянии такая система будет неустойчивой, поскольку сумма пересечений левее частоты ω_c равна $-1+1=0$. Система была устойчивой, если эта сумма равнялась бы $r/2=1$.

Чтобы характеризовать, насколько система далека от неустойчивого состояния, пользуются понятиями запаса устойчивости по амплитуде и фазе.

Запас устойчивости по амплитуде G_0 есть количество децибел, на которое нужно увеличить усиление на частоте, соответствующей фазовому сдвигу $\varphi=-\pi$, чтобы система потеряла устойчивость. На ЛАХ G_0 отображается отрезком между осью абсцисс и ординатой ЛАХ при частоте, соответствующей фазовому сдвигу $-\pi$ (рис. 21-51, *а*).

Запас устойчивости по фазе есть угол $\varphi_0=180°-|\varphi(\omega_c)|$, где ω_c — частота среза, т. е. частота, при которой ЛАХ пересекает ось абсцисс (модуль амплитудно-фазовой характеристики равен 1). На ЛФХ φ_0 есть угол превышения фазовой характеристики над линией $\varphi=-\pi$ при частоте среза ω_c (рис. 21-51, *а*). При удовлетворительном качестве регулирования выполняются условия $G_0 \geqslant 10-15$ *дб*; $\varphi_0 \geqslant 30-60°$.

Если запас устойчивости по амплитуде и фазе мал, процесс регулирования будет слабо затухающим, и при небольшом изменении параметров, обусловленном случайными причинами, система может потерять устойчивость.

Величины φ_0 и G_0 используются также для оценки качества регулирования.

Влияние корректирующих звеньев на устойчивость

Для придания системе устойчивости и необходимых динамических качеств вводятся корректирующие цепи: последовательные и параллельные.

В результате введения соответствующих корректирующих цепей амплитудно-фазовая характеристика изменяется так, что система из неустойчивой превращается в устойчивую.

Последовательные корректирующие цепи. В качестве последовательных корректирующих цепей обычно используются форсирующие или интегро-дифференцирующие звенья. Действие форсирующего звена иллюстрируется примером.

Пример. Автоматический радиопеленгатор с учетом инерционности фазового детектора (стр. 47).

Критический коэффициент усиления, при котором система переходит от устойчивого состояния к неустойчивому, до введения корректирующей цепи [стр. 49, формула (21-28)]:

$$K_{кр}=\frac{1}{T_{дв}}+\frac{1}{T}.$$

Если ввести форсирующее звено $W_к=T_ф p+1$, передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы будут соответственно:

$$W'=\frac{K_v(T_ф p+1)}{T_{дв}Tp^3+(T_{дв}+T)p^2+p};$$

$$\Phi'=\frac{K_v(T_ф p+1)}{T_{дв}Tp^3+(T_{дв}+T)p^2+p+K_vT_ф p+K_v}.$$

Следовательно,

$$R(p)=T_{дв}Tp^3+(T_{дв}+T)p^2+$$
$$+(1+K_vT_ф)p+K_v.$$

Используя алгебраический критерий для системы третьего порядка (стр. 48), находим, что в устойчивой системе коэффициент передачи K_v должен удовлетворять неравенству

$$K_v<\frac{T_{дв}+T}{T_{дв}T-T_ф(T_{дв}+T)}=\frac{K_{кр}}{1-T_ф K_{кр}}.$$

Ясно, что коэффициент усиления K_v, при котором система теряет устойчивость, при наличии форсирующего звена будет всегда больше $K_{кр}$. Выбирая $T_ф$ из условия $T_ф K_{кр}=1$, получаем, что система будет устойчивой при $K_v=\infty$. Следовательно, при $T_ф \geqslant 1/K_{кр}$ система с форсирующим звеном устойчива при любом коэффициенте передачи. Соответствующие амплитудно-фазовые характеристики системы без коррекции и с коррекцией изображены на рис. 21-52, *а*. Введение форсирующего звена улучшает также протекание процесса регулирования (см. стр. 60).

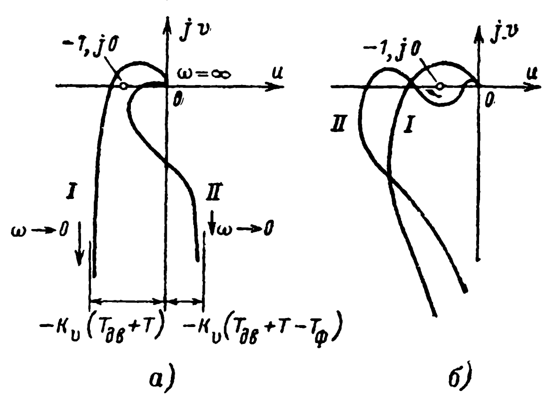


Рис. 21-52. Иллюстрация влияния корректирующих звеньев на вид амплитудно-фазовых характеристик.

а — видоизменение амплитудно-фазовой характеристики при введении последовательной коррекции (идеального форсирующего звена); *б* — то же, при параллельной коррекции; *I* — амплитудно-фазовые характеристики цепи без коррекции; *II* — с коррекцией.

Неудобство последовательной коррекции состоит в том, что необходимость приближения реального форсирующего звена к идеальному вынуждает выбирать коэффициент $K_ф = \frac{r}{R+r}$ (см. стр. 29) очень малым. Это связано с резкой потерей усиления в контуре регулирования и, следовательно, с необходимостью использования дополнительных усилителей, доводящих общий коэффициент передачи до требуемого значения.

Параллельные корректирующие цепи. В качестве таких цепей используются дифференцирующие, форсирующие или пропорциональные звенья, включаемые в цепь отрицательной обратной связи, охватывающей наиболее инерционные элементы системы. Путем введения параллельных корректирующих цепей можно добиться желаемого изменения формы амплитудно-фазовой характеристики, так что система из неустойчивой превратится в устойчивую. Пример изменения формы амплитудно-фазовой характеристики при охвате двигателя дифференцирующим звеном приведен на рис. 21-52, *б*. Параллельные корректирующие цепи используются также для достижения нужного качества регулирования. Соответствующие примеры параллельных корректирующих цепей приведены на стр. 65).

21-6. КАЧЕСТВО ПРОЦЕССА РЕГУЛИРОВАНИЯ

Общие сведения

В практике возникает необходимость оценки качества и пригодности к эксплуатации автоматических систем, т. е. того, насколько хорошо система воспроизводит управляющие воздействия. О качестве системы судят по следующим показателям:

ошибкам системы в установившихся режимах при постоянных или медленно меняющихся воздействиях;

виду и особенностям переходных характеристик.

Выбор таких показателей качества обусловлен тем, что они:

— дают возможность оценить ошибки системы для воздействий, часто встречающихся в практике;

— позволяют сформулировать удобные количественные требования к качеству процесса регулирования;

— для многих автоматических систем эти показатели поддаются определению теоретически и экспериментально.

Характеристиками качества системы являются (рис. 21-53):

— вид переходной характеристики (монотонная, без выбросов, с выбросами и т. д.);

— время регулирования $t_р$ от момента подачи единичного ступенчатого сигнала до момента, начиная с которого отличие переходной характеристики от ее установившегося значения не превосходит заранее обусловленной величины (обычно 5—10%);

— количество и величина отдельных выбросов (при перерегулировании): Δ_1, Δ_2 ...

Движение в системе автоматического регулирования при анализе удобно разделить на собственное и вынужденное. Собственное движение соответствует общему решению однородного дифференциального уравнения

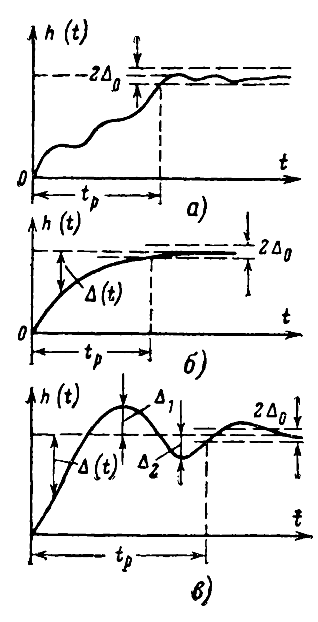


Рис. 21-53. Различные виды переходных характеристик $h(t)$.

а — немонотонная без перерегулирований; *б* — монотонная; *в* — с перерегулированиями Δ_1 и Δ_2; $t_р$ — время регулирования; $\Delta(t)$ — отклонение выходной величины от установившегося значения (динамическая ошибка); Δ_0 — отклонение от установившегося значения, при котором производится отсчет $t_р$ (обычно ±10%).

$$R(D)y = a_0D^ny + a_1D^{n-1}y + \\ + \ldots + a_{n-1}Dy + a_ny = 0,$$

где y — выходная величина [см. равенство (21-27)].

Собственное движение не зависит от вида внешних воздействий и в устойчивой системе со временем затухает.

Вынужденное движение соответствует частному решению неоднородного дифференциального уравнения и определяется характером внешних воздействий. Вынужденное движение, соответствующее предельному переходу $t \to \infty$, будет установившимся. Таким образом, в устойчивой системе движение с течением времени переходит в установившееся.

Установившиеся режимы

Характеристикой качества в установившемся режиме является ошибка $\Theta = \Theta_{вх}$—

$-\Theta_{вых}$, которая остается в системе после окончания переходных процессов (т. е. после того, как собственные движения системы затухли).

При этом подлежащее воспроизведению входное воздействие либо является постоянным, либо может быть представлено в виде полинома по времени 1-й, 2-й, ..., n-й степени.

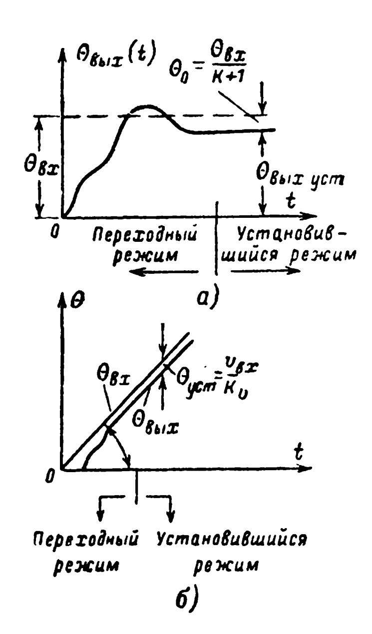


Рис. 21-54. Переходный процесс и установившаяся ошибка в системах.

а — для статической системы при постоянном входном воздействии; установившаяся ошибка $\Theta_{уст} = \Theta_0$; *б* — для системы с астатизмом первого порядка при линейном нарастании входного сигнала; установившаяся ошибка $\Theta_{уст}$.

Постоянные воздействия и возмущения. Установившаяся ошибка $\Theta_{уст}$ при постоянном воздействии находится с помощью соответствующей передаточной функции, в которой следует положить $p=0$ (или $D=0$).

Входное воздействие $\Theta_{вх0}$ постоянно. Согласно общему выражению для ошибки (стр. 43) при

$$\Theta_{п1} = \Theta_{п2} = \ldots = \Theta_{пn} = \Theta_{п.вых} = 0$$

$$\Theta_{уст} = \Phi_{\Theta}(p)\,\Theta_{вх0}\big|_{p=0} = \frac{1}{1+W(0)}\Theta_{вх0}.$$

В статической системе $W(0)=K$ — коэффициент передачи разомкнутой системы. Поэтому в такой системе устанавливается ошибка (рис. 21-54, *а*)

$$\Theta_0 = \Theta_{уст} = \frac{\Theta_{вх\,0}}{1+K}.$$

Относительная ошибка

$$s = \frac{\Theta_{уст}}{\Theta_{вх\,0}} = \frac{\Theta_{вх\,0} - \Theta_{вых\,0}}{\Theta_{вх\,0}} = \frac{1}{1+K}$$

называется **статизмом системы**. Чем выше K, тем меньше ошибка, тем точнее система воспроизводит постоянные управляющие воздействия.

В астатической системе (стр. 43) в установившемся режиме

$$\Theta_{вых\cdot уст} = \Phi(p)\,\Theta_{вх\,0}\big|_{p=0} = $$

$$= \frac{M(p)}{p^k R_1(p) + M(p)}\Bigg|_{p\to 0}\Theta_{вх\,0} = \Theta_{вх\,0}.$$

Следовательно, $\Theta_{уст}=0$. Астатическая система в установившемся режиме при постоянном входном воздействии не дает ошибки.

Постоянное воздействие на регулируемый объект. При воздействии на регулируемый объект возмущения $П$ возникает рассогласование (см. стр. 44)

$$\Theta(p) = -\frac{F_п(p)}{1+F(p)\,B(p)}П.$$

В установившемся режиме при постоянном воздействии $П_0$ ошибка

$$\Theta_{уст} = -\left[\frac{F_п(p)}{1+F(p)\,B(p)}\right]_{p\to 0}П_0.$$

Наиболее интересен в практике случай, когда $F_п$ и F отличаются только множителем (стр. 44): $F_п(p)=K_пF(p)$ (воздействие приложено ко входу объекта). Для этого случая

$$\Theta_{уст} = -\left[\frac{K_п F(p)\,П_0}{1+F(p)\,B(p)}\right]_{p\to 0}.$$

Ошибка равна нулю только в том случае, если звенья $B(p)$, предшествующие объекту, содержат хотя бы одно интегрирующее звено. Действительно, при этом $B(p)$ можно представить в виде

$$B(p) = \frac{M_в(p)}{p^k N_з(p)},\quad k \geqslant 1;$$

$$M_в(0) \neq 0;\quad N_в(0) \neq 0;\quad [B(p)]_{p\to 0} \to \infty;$$

$$\Theta_{уст} = 0.$$

Постоянное возмущение, приложенное ко входу первого звена системы. Если на вход первого звена поступает возмущение $\Theta_{п1}$ (рис. 21-47), то в этом случае в соответствии с формулой (21-20)

$$\Theta(p) = \Phi_{\Theta/\Theta п1}(p)\,\Theta_{п1} = -\frac{W(p)}{1+W(p)}\Theta_{п1}.$$

В установившемся режиме:

ошибка для статической системы

$$\Theta_{уст} = -\frac{K}{1+K}\Theta_{п1};$$

при достаточно большом K система имеет ошибку $\Theta_{уст} \approx -\Theta_{п1}$, практически равную внешнему воздействию;

ошибка для астатической системы

$$W = \frac{M(p)}{p^k N_1(p)}, \quad N_1(0) \neq 0;$$

следовательно,

$$\Theta(p) = -\frac{\dfrac{M(p)}{p^k N_1(p)}}{1+\dfrac{M(p)}{p^k N_1(p)}} \Theta_{п1} = -\frac{M(p)}{p^k N_1(p)+M(p)} \Theta_{п1};$$

при $p \to 0$ (в установившемся режиме)

$$\Theta_{уст} = -\Theta_{п1}.$$

Возмущение, приложенное ко входу первого звена, вызывает равное, но противоположное по знаку рассогласование.

Пример 1. Система АПЧ с однозвенным или двухзвенным фильтром (стр. 45). Для такой системы

$$W(P) = \frac{K}{Tp+1}$$

и

$$W(p) = \frac{K}{T_1 T_2 p^2 + (T_1+T_2+T_c)p+1}.$$

Система является статической, так как не содержит интегрирующих звеньев.

При отклонении частоты сигнала на постоянную величину Δf_{c0} промежуточная частота отклоняется от номинального значения на величину

$$\Delta f_{уст} = \frac{1}{K+1} \Delta f_{c0}.$$

Величина $K_п = 1+K = 1+K_у K_д$ называется коэффициентом автоподстройки ($K_п \gg 1$); следовательно,

$$\Delta f_{уст} = \Delta f_{c0}/K_п.$$

При изменении температуры частота гетеродина отклоняется на $\Delta f_{г.п}$ (стр. 45). Поэтому изменяется промежуточная частота (возникнет рассогласование). В установившемся режиме

$$\Delta f_{уст} = -\left.\frac{\Delta f_{п.г}}{1+W(p)}\right|_{p=0} = -\frac{K_t \Delta t^\circ}{1+K} = -\frac{\Delta f_{п.г}}{K_п},$$

причем $\Delta f_{уст} \ll \Delta f_{г.п}$ (Δt° — изменение температуры, K_t — уход частоты гетеродина при изменении t° на 1° С).

В результате внешних воздействий может изменяться переходная частота дискриминатора на $\Delta f_д$. Это эквивалентно добавлению ко входу системы той же величины $\Delta f_д$. В результате в замкнутой системе в установившемся режиме изменится промежуточная частота (возникнет рассогласование) на величину

$$\Delta f_{уст} = -\frac{K}{1+K} \Delta f_д \approx -\Delta f_д.$$

Таким образом, при нестабильности переходной частоты дискриминатора возникают отклонения промежуточной частоты, примерно равные $\Delta f_д$ и значительно большие, чем при нестабильности гетеродина.

Пример 2. Автоматический радиопеленгатор (стр. 10) — система астатическая, так как содержит одно интегрирующее звено:

а) при любом постоянном входном угле $\Theta_{вх} = \Theta_{вх0}$ остаточная ошибка в установившемся режиме равна нулю;

б) при действии постоянного ветра $П_{в0}$ на антенну возникает ошибка (стр. 45).

$$\Theta_{уст} = -\left.\frac{K_п K_{дв}}{p(T_{дв}p+1)+K_v}\right|_{p\to 0} П_{в0} = -\frac{K_в П_{в0}}{K_v}.$$

Ошибка пропорциональна силе ветра и обратно пропорциональна коэффициенту усиления по скорости. Заметим, что эта ошибка не зависит от числа и постоянных времени инерционных звеньев, предшествующих двигателю (при $П_{в0}$=const).

Воздействие, изменяющееся по линейному закону. Система с астатизмом первого порядка, для которой передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$W(p) = \frac{M(p)}{pN_1(p)}$$

при таком воздействии характеризуется постоянной, отличной от нуля, ошибкой. Если $\Theta_{вх}$ изменяется по линейному закону с постоянной скоростью $v_{вх}$, то для указанной системы в установившемся режиме выходная величина изменяется с той же скоростью и в системе имеется постоянное рассогласование, т. е. ошибка (см. рис. 21-54, *б*)

$$\Theta_{уст} = \frac{v_{вх}}{K_v},$$

где

$$K_v = \frac{M(0)}{N_1(0)},$$

K_v — коэффициент передачи системы (называемый также добротностью или коэффициентом передачи по скорости) — величина, равная произведению коэффициентов передачи всех звеньев.

По величине K_v можно судить о том, какова будет скорость изменения выходного сигнала, если на вход разомкнутой системы подать единичный ступенчатый сигнал. Например, если следящая система имеет $K_v = 50$ 1/*сек*, то при рассогласовании в

1° скорость вращения двигателя при разомкнутой цепи обратной связи будет равна 50 *град/сек*. Рассогласование $\Theta_{уст}$ называют иногда скоростной ошибкой системы.

При поступлении на статическую систему линейно изменяющегося воздействия, установившаяся ошибка нарастает во времени.

Пример. Автоматический радиопеленгатор (стр. 10). Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(p)=\frac{\Theta_{вых}(p)}{\Theta(p)}=\frac{K_v}{p(T_{дв}p+1)}.$$

Для установившегося режима при подаче на вход угла, изменяющегося с постоянной скоростью,

$$\Theta_{уст}=\frac{v_{вх}}{K_v}.$$

Так как между входной и выходной величинами имеется постоянное рассогласование $\Theta_{уст}$, то и входная величина изменяется с той же скоростью (рис. 21-54), т. е. $v_{вх}=v_{вых}$, так что

$$\Theta_{уст}=\frac{v_{вых}}{K_v}.$$

Полученный результат имеет простой физический смысл. Пусть пеленгатор следит за радиостанцией, установленной на самолете, летящем по окружности с центром в точке установки пеленгатора. Тогда последний будет указывать положение самолета с постоянной ошибкой $\Theta_{уст}$. Именно благодаря этой ошибке на якоре двигателя будет постоянное напряжение, равное произведению этой ошибки на коэффициент передачи предшествующих двигателю элементов, приводящее в движение антенну, в результате чего антенна следит за направлением на радиостанцию. Чем больше коэффициент передачи системы K_v, тем при меньшем угле рассогласования $\Theta_{уст}$ будет достигнуто напряжение, необходимое для данной скорости вращения якоря двигателя. Чем выше угловая скорость движения самолета, тем при данном K_v больше скорость вращения якоря двигателя, тем, следовательно, должна быть больше ошибка $\Theta_{уст}$.

Система с астатизмом второго порядка не имеет скоростной ошибки. Установившаяся ошибка возникает, если входная величина изменяется с ускорением.

Воздействие, меняющееся по квадратичному закону. Система с астатизмом второго порядка при таком воздействии имеет постоянную, отличную от нуля ошибку. Передаточная функция системы:

$$W(p)=\frac{K_a M(p)}{p^2 N_2(p)},$$

где полином $N_2(p)$ не имеет нулевых корней. Если $\Theta_{вх}=\Theta_{вх0}+v_{вх}t+\frac{a_{вх}t^2}{2}$ ($v_{вх}=$ $=\mathrm{const}$, $a_{вх}=\mathrm{const}$), т. е. меняется с постоянным ускорением $a_{вх}$, то в системе устанавливается ошибка по ускорению

$$\Theta_{уст}=\frac{a_{вх}}{K_a}.$$

При входном сигнале $\Theta_{вх}=\Theta_{вх0}+v_{вх}t$ ошибка в установившемся режиме равна нулю.

Коэффициенты ошибок. С помощью коэффициентов ошибок в общем случае вычисляются ошибки системы в установившемся режиме при полиноминальном входном воздействии вида

$$\Theta_{вх}=\Theta_{вх\,0}(t)+vt+\frac{at^2}{2}+\cdots.$$

Выражение для установившейся ошибки имеет вид:

$$\Theta_{уст}=c_0\Theta_{вх}(t)+c_1\frac{d\Theta_{вх}}{dt}+c_2\frac{1}{2!}\frac{d^2\Theta_{вх}}{dt^2}+ + c_3\frac{1}{3!}\frac{d^3\Theta_{вх}}{dt^3}+\cdots, \quad (21\text{-}29)$$

где величины c_0, c_1, c_2 называются коэффициентами ошибок. Они находятся по формулам:

$$c_0=\Phi_\Theta(p)|_{p=0};\quad c_1=\left[\frac{d\Phi_\Theta(p)}{dp}\right]_{p=0};$$
$$c_2=\left[\frac{d^2\Phi_\Theta(p)}{dp^2}\right]_{p=0} \quad (21\text{-}30)$$

и т. д. Здесь $\Phi_\Theta(p)$ — передаточная функция системы по ошибке (см. стр. 43).

Формула (21-30) получается путем разложения передаточной функции $\Phi_\Theta(p)$ в ряд Тейлора по p, поскольку

$$\Theta(p)=\Phi_\Theta(p)\Theta_{вх}=$$
$$=\left(c_5+c_1p+\frac{c_2}{2!}p^2+\cdots\right)\Theta_{вх}(p).$$

Здесь $\Phi_\Theta(p)$ представляется рядом

$$\Phi_\Theta(p)=c_0+c_1p+\frac{c_2p^2}{2!}+ + \frac{c_2p^3}{3!}+\cdots \quad (21\text{-}30^*)$$

Передаточная функция $\Phi_\Theta(p)$ является отношением полиномов. Для нахождения коэффициентов ошибок вместо использования общих формул прибегают к почленному делению полиномов числителя и знаменателя, предварительно расположив их по убывающим степеням p.

Для передаточной функции разомкнутой системы, записанной в форме

$$W(p)=\frac{K(1+b_1p+b_2p^2+\cdots+b_m p^m)}{p^{\nu}(1+d_1p+d_2p^2+\cdots+d_np^m)},$$

коэффициенты ошибок в соответствии с формулами (21-30*) и (21-30) выражаются следующими соотношениями:

для $\nu=0$:

$$c_0=\frac{1}{1+K};\quad c_1=\frac{(d_1-b_1)}{(1+K)^2}K;$$

для $\nu=1$:

$$c_0=0;\quad c_1=\frac{1}{K};\quad c_2=\frac{2(d_1-b_1)}{K}-\frac{2}{K^2};$$

для $\nu=2$:

$$c_0=c_1=0;\quad c_2=\frac{2}{K};\quad c_3=6\frac{d_1-b_1}{K}$$

и т. д.

Пример. Найти $\Theta_{уст}(t)$ системы с астатизмом первого порядка и передаточной функцией разомкнутой системы

$$W(p)=\frac{K_v}{p(T_1p+1)(T_2p+1)}$$

при входном воздействии

$$\Theta_{вх}(t)=\Theta_{вх0}+v_{вх}t+\frac{a_{вх}}{2}t^2.$$

Передаточная функция по ошибке

$$\Phi_\Theta(p)=\frac{1}{1+W(p)}=$$

$$=\frac{T_1T_2p^3+(T_1+T_2)p^2+p}{T_1T_2p^3+(T_1+T_2)p^2+p+K_v}.$$

Почленным делением полиномов числителя и знаменателя находим:

$$\Phi_\Theta(p)=\frac{p}{K_v}+\left(\frac{T_1+T_2}{K_v}-\frac{1}{K_v^2}\right)p^2+$$

$$+\left(\frac{T_1T_2}{K_v}-2\frac{T_1+T_2}{K_v^2}+\frac{1}{K_v^3}\right)p^3+\cdots$$

Отсюда в соответствии с формулой (21-30*) получаем:

$$c_0=0;\quad c_1=\frac{1}{K_v};$$

$$c_2=\frac{2}{K_v}\left(T_1+T_2-\frac{1}{K_v}\right).$$

$$c_3=\frac{2\cdot 3}{K_v}\left(T_1T_2-2\frac{T_1+T_2}{K_v}+\frac{1}{K_v^2}\right)\cdots$$

Таким образом, учитывая, что $\dot\Theta_{вх}=v_{вх}+a_{вх}t$, $\ddot\Theta_{вх}=a_{вх}$; $\dddot\Theta_{вх}=0$, получаем:

$$\Theta_{уст}=\frac{1}{K_v}(v_{вх}+a_{вх}t)+$$

$$+\frac{a_{вх}}{K_v}\left[T_1+T_2-\frac{1}{K_v}\right].$$

Ошибка будет нарастать во времени. Она будет тем меньше, чем больше K_v. Отсюда видно, что коэффициент передачи K_v оказывает решающее влияние на величину установившейся ошибки системы.

Переходные (неустановившиеся) режимы

Переходные режимы принято оценивать по виду переходной характеристики $h(t)$. Для систем, описываемых передаточными функциями инерционного звена и звена второго порядка, пользуются стандартными графиками (рис. 21-18 и 21-27).

Пример. Построить переходную характеристику для системы АПЧ с двухзвенным фильтром.

Замкнутая система описывается передаточной функцией

$$\Phi(p)=\frac{K_э}{\tau^2p^2+2\zeta\tau p+1},$$

где $K_э$, τ, ζ выражаются через параметры системы (см. стр. 47). По известной величине ζ выбирается кривая из стандартного графика на рис. 21-27, которая затем перестраивается в натуральном масштабе времени.

Для более сложных систем переходный процесс определяется приближенными методами (в частности методом трапецеидальных характеристик, разработанным В. В. Солодовниковым). Последний основан на интегральном соотношении, связывающем переходную характеристику $h(t)$ с вещественной частотной характеристикой $P(\omega)$ замкнутой системы:

$$h(t)=\frac{2}{\pi}\int\limits_0^\infty\frac{P(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega. \qquad (21\text{-}31)$$

На основе связи $h(t)$ и $P(\omega)$, выражаемой равенством (21-31), можно сформулировать следующие положения:

1. При изменении величины $P(\omega)$ в некоторое количество раз $h(t)$ изменяется во столько же раз.

2. При увеличении (уменьшении) масштаба частот характеристики $P(\omega)$ в некоторое количество раз во столько же раз уменьшается (увеличивается) масштаб времени переходной характеристики $h(t)$. Отсюда следует: чем шире полоса частот, в пределах которой $P(\omega)$ имеет существенную величину, тем быстрее протекают переходные процессы.

3. При заданной функции $P(\omega)$ переходная характеристика может быть получена путем разбиения $P(\omega)$ на отдельные слагаемые $P_1(\omega)$, $P_2(\omega)$ и т. д. и суммирование переходных характеристик, найденных для каждого из этих слагаемых.

4. Участок вещественной частотной характеристики для частот, начиная с которых $P(\omega)/P(0) < 0{,}1$, можно отбросить (т. е. считать для этих частот $P(\omega) \approx 0$).

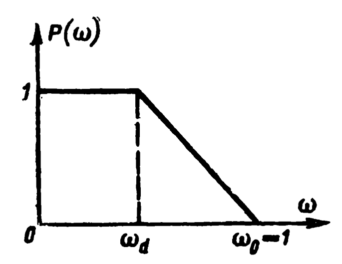


Рис. 21-55. Стандартная характеристика $P(\omega)$, для которой составлены таблицы h_0-функций.

5. Близким вещественным частотным характеристикам соответствуют близкие переходные характеристики. Это свойство может быть облечено в более строгую математическую форму, устанавливающую количественные соотношения между приближениями для частотных и временных характеристик.

6. Величина $P(0)$ равна пределу, к которому стремится переходная характеристика при $t \to \infty$. Это говорит о том, что для астатической системы $P(0) = 1$; для статической $P(0) = \frac{K}{K+1}$.

Свойства, приведенные в пп. 3, 4 и 5, позволяют заменить частотную характеристику $P(\omega)$ близкой по форме, но более простой, например состоящей из прямолинейных отрезков, и разбить затем полученную фигуру на сумму еще более простых.

При использовании метода трапецеидальных характеристик исходную кривую $P(\omega)$ заменяют отдельными трапециями так, чтобы в сумме получилась фигура, близкая к исходной.

Для частотной характеристики $P(\omega)$, имеющей вид трапеции с определенным наклоном стороны $\varkappa = \omega_d/\omega_0$ и $\omega_0 = 1$ *сек* (рис. 21-55) при $P(0) = 1$, составлены таблицы стандартных переходных функций (h_0-функций), соответствующих элементарным трапециям с различными параметрами $\varkappa$ (табл. 21-3). Таблица построена в зависимости от $\tau = \omega_0 t$ путем вычисления интеграла в формуле (21-31). Для каждой из полученных при аппроксимации характеристики $P(\omega)$ трапеций необходимо сделать пересчет масштабов:

по оси ординат в $P(\omega)$ раз;

по оси времени «растянуть» (при $\omega_0 < 1$) или «сжать» (при $\omega_0 > 1$) в число, равное величине ω_0.

Таблица 21-3

Таблица h_0-функций

τ	ϰ										
	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,5	0,138	0,176	0,192	0,207	0,223	0,240	0,255	0,267	0,282	0,297	0,314
1	0,310	0,340	0,371	0,401	0,432	0,461	0,490	0,519	0,547	0,575	0,603
2	0,572	0,628	0,683	0,732	0,786	0,833	0,878	0,919	0,956	0,991	1,020
3	0,755	0,828	0,896	0,958	1,013	1,061	1,100	1,130	1,154	1,169	1,178
4	0,857	0,938	1,008	1,060	1,100	1,142	1,158	1,163	1,156	1,141	1,118
5	0,896	0,978	1,042	1,087	1,112	1,118	1,107	1,084	1,053	1,019	0,986
6	0,903	0,982	1,037	1,065	1,068	1,051	1,021	0,984	0,949	0,922	0,906
7	0,904	0,979	1,024	1,037	1,023	0,993	0,957	0,927	0,911	0,909	0,925
8	0,910	0,985	1,020	1,021	0,998	1,966	0,941	0,932	0,944	0,970	1,004
9	0,924	0,997	1,025	1,018	0,992	0,970	0,961	0,976	1,066	1,039	1,061
10	0,939	1,009	1,031	1,019	0,993	0,982	0,003	1,020	1,049	1,063	1,056
11	0,947	1,015	1,031	1,014	0,993	0,993	1,014	1,039	1,048	1,034	1,005
12	0,950	1,015	1,024	1,004	0,988	0,997	1,019	1,027	1,015	0,984	0,958
13	0,950	1,012	1,015	0,994	0,985	0,997	1,012	1,005	0,980	0,955	0,955
14	0,952	1,011	1,009	0,988	0,985	1,000	1,008	0,987	0,965	0,966	0,990
15	0,956	1,012	1,007	0,988	0,991	1,005	1,002	0,983	0,978	1,001	1,030
16	0,961	1,015	1,006	0,991	0,998	1,011	1,000	0,990	1,003	1,031	1,039
17	0,965	1,016	1,005	0,991	1,005	1,012	0,999	0,999	1,020	1,032	1,012
18	0,966	1,015	1,002	0,995	1,008	1,008	0,997	1,004	1,020	1,008	0,979
19	0,967	1,015	0,998	0,995	1,006	1,001	0,993	1,004	1,006	0,981	0,956
20	0,967	1,013	0,995	0,995	1,005	0,996	0,992	1,003	0,991	0,972	0,985
21	0,968	1,011	0,994	0,997	1,004	0,995	0,997	0,999	0,983	0,981	1,016
22	0,971	1,011	0,995	1,000	1,004	0,996	1,000	0,997	0,991	1,012	1,029
23	0,974	1,011	0,996	1,004	1,003	0,998	1,006	0,997	1,002	1,025	1,016
24	0,975	1,010	0,996	1,005	1,002	1,000	1,008	0,999	1,008	1,015	0,988
25	0,975	1,008	0,995	1,005	1,000	1,000	1,004	1,001	1,005	0,991	0,975
26	0,975	1,007	0,995	1,004	0,997	1,000	1,000	1,002	1,002	0,984	0,983

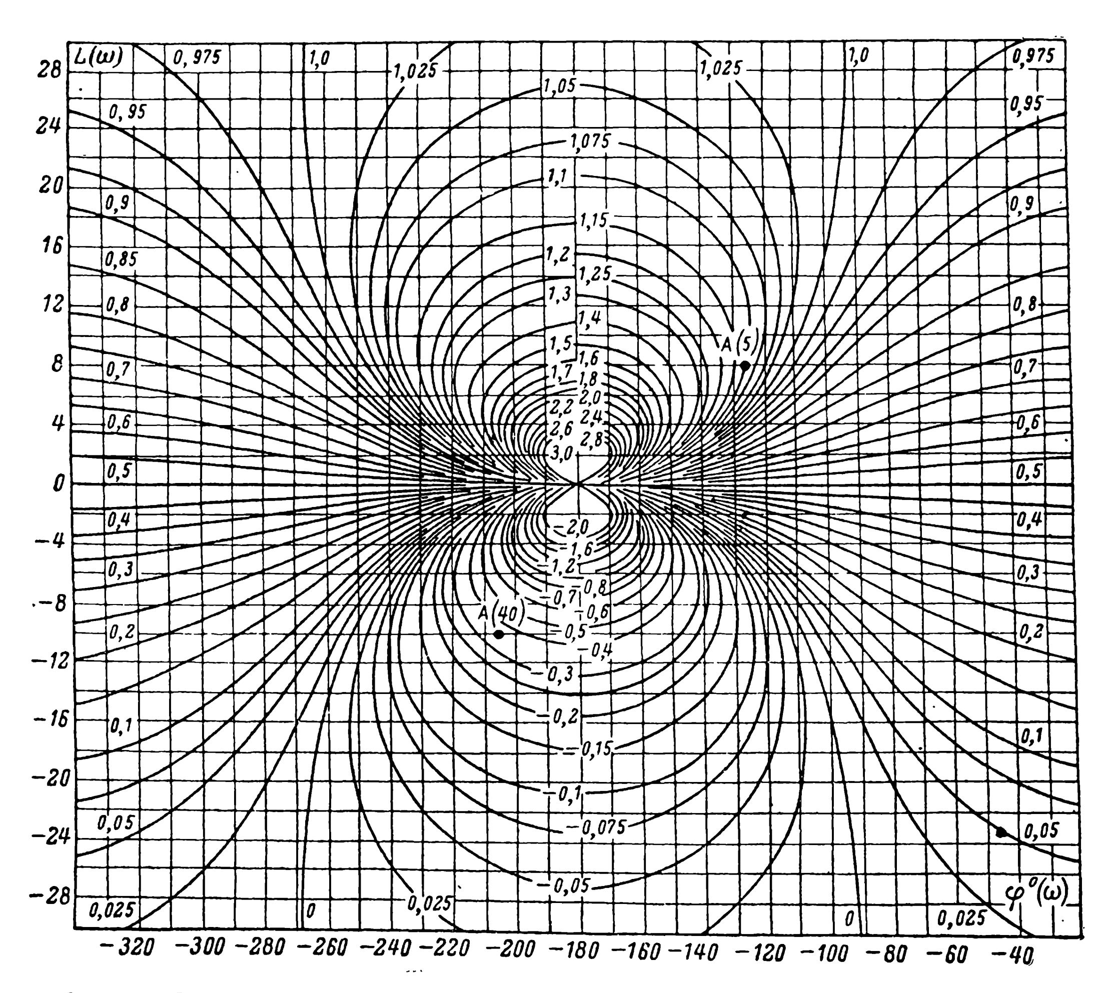


Рис. 21-56. Номограмма для пересчета ЛАХ и ЛФХ $L(\omega)\varphi°(\omega)$ разомкнутой системы в вещественную частотную характеристику $P(\omega)$ замкнутой системы [точки A (5) и A (40) соответствуют частотам $\omega'=5$ 1/*сек* и $\omega''=40$ 1/*сек*].

Действительное время t и табличное время τ таблицы h_0-функций связаны соотношением $t=\tau/\omega_0$.

Проделав указанную операцию для каждой из трапеций и суммируя полученные кривые, находим результирующую переходную характеристику, соответствующую исходной частотной характеристике $P(\omega)$. Вещественная частотная характеристика $P(\omega)$ замкнутой системы находится по логарифмическим амплитудной и фазовой характеристикам разомкнутой системы путем использования специальной номограммы (рис. 21-56). Методика построения $h(t)$ рассматривается на примере.

Пример. Автоматический пеленгатор при наличии фильтра (стр. 47).

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(p)=\frac{K_v}{p\,(T_{дв}p+1)\,(Tp+1)}.$$

Примем $K_v=15$ 1/*сек*; $T_{дв}=0{,}02$ *сек*; T — постоянная времени фильтра, равная 0,01 *сек*. Тогда

$$W(p)=\frac{15}{p\,(0{,}002p+1)\,(0{,}01p+1)}.$$

При этом частоты сопряжений равны:

$$\omega_1=\frac{1}{T_{дв}}=50\ 1/сек;$$

$$\omega_2=\frac{1}{T}=100\ 1/сек.$$

Построение переходной характеристики состоит из следующих этапов:

1. Построение ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы по заданной передаточной функции $W(p)$ (рис. 21-57). Для построе-

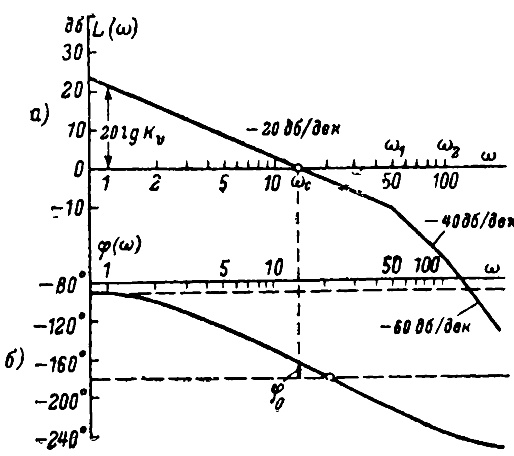


Рис. 21-57. ЛАХ и ЛФХ разомкнутой система (пример).

G_0 — запас устойчивости по амплитуде (5 *дб*); φ_0 — запас устойчивости по фазе (18°); ω_c — частота среза (12 1/*сек*).

ния ЛАХ на частоте $\omega=1$ откладывается величина $20\lg K_v=20\lg 15=23{,}4$ *дб* (или на оси частот величина $K_v=15$ 1/*сек*) и через полученную точку проводится прямая с наклоном — 20 *дб/дек* (это соответствует интегрирующему звену K_v/p). После первой частоты сопряжения $\omega_1=50$ 1/*сек* вследствие наличия инерционного звена наклон ЛАХ увеличится еще на —20 *дб/дек* и будет составлять —40 *дб* на декаду. После второй частоты сопряжения $\omega_2=100$ 1/*сек* наклон ЛАХ вследствие наличия второго инерционного звена увеличивается до —60 *дб* на декаду.

Фазовая характеристика строится путем добавления к прямой $-\pi/2$ (фазовый сдвиг интегрирующего звена) фазовых характеристик двух инерционных звеньев. Суммарная ЛФХ при $\omega\to 0$ стремится к асимптоте $-3/2\,\pi$.

2. Построение $P(\omega)$. Для выбранной частоты ω по известным ЛАХ и ЛФХ $[L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ с помощью номограммы (см. рис. 21-56)] находится точка $P(\omega)$. Так, для частоты $\omega'=5$ 1/*сек* $L(5)=+8$ *дб*; $\varphi(5)=-125°$. На номограмме этим данным соответствует точка A (5), лежащая на кривой P с индексом 1,1 [т. е. $P(5)=1{,}1$]. Для $\omega''=40$ 1/*сек* $P(40)=-10$ *дб*; $\varphi(40)=-204°$; точка $A(40)$ лежит вблизи кривой с индексом —0,4, т. е. $P(40)=-0{,}35$ и т. д. Так, по точкам построена кривая $P(\omega)$ (рис. 21-58, *а*).

3. Разбиение $P(\omega)$ на трапеции (рис. 21-58, *б*) производится каждый раз в соответствии с видом кривой $P(\omega)$. В данном случае $P(\omega)$ можно приближенно изобразить четырьмя отрезками прямых (пунктирная кривая). Полученная фигура является суммой трапеций $I+II+III+IV$. Характерные частоты $\omega_I=10$ 1/*сек*; $\omega_{II}=20$ 1/*сек*; $\omega_{III}=40$ 1/*сек*; $\omega_{IV}=100$ 1/*сек*.

В результате сложения всех трапеций образуется фигура, близкая к исходной вещественной частотной характеристике $P(\omega)$ (пунктир на рис. 21-58, *а*).

4. Нахождение переходной характеристики $h(t)$ (рис. 21-58, *в*, *г*).

Строятся переходные характеристики для каждой из трапеций: $h_{0I}(\tau)$, $h_{0II}(\tau)$, $h_{0III}(\tau)$, $h_{0IV}(\tau)$ и характеристики $h_I(t)$, $h_{II}(t)$, $h_{III}(t)$, $h_{IV}(t)$.

Трапеция *I*. Определяем величину

$$\varkappa=\frac{\omega_I}{\omega_{II}}=\frac{10}{20}=0{,}5.$$

По таблице h_0-функций находим колонку $\varkappa=0{,}5$ и выписываем зависимость $h_{0I}(\tau)$. Затем изменяем масштабы: по оси ординат — растягиваем в $P_I(0)=2{,}64$ раза и по оси времени — сжимаем в $\omega_{II}=20$ раз. В результате находим $h_I(t)$. При $t\to\infty$, $h_I(t)\to 2{,}64$.

Трапеция *II*. Определяем $\varkappa_{II}=\dfrac{0}{\omega_I}=0$ (первая колонка h_0-функций). Ординаты h_{0II} этой колонки увеличиваем в $P_{II}(0)=-0{,}44$ раза; по оси времени сжимаем масштаб в $\omega_I=10$ раз. В результате получаем $h_{II}(t)$.

Трапеция *III*. Определяем:

$$\varkappa_{III}=\frac{\omega_{II}}{\omega_{III}}=\frac{20}{40}=0{,}5.$$

По оси ординат данные $h_0(\tau)$ для колонки $\varkappa=0{,}5$ умножаем на —0,8; по оси абсцисс данные τ делим на $\omega_{III}=40$. Находим $h_{III}(t)$.

Трапеция *IV*. Определяем:

$$\varkappa_{IV}=\frac{\omega_{III}}{\omega_{IV}}=\frac{40}{100}=0{,}4.$$

По оси ординат данные для $h_0(\tau)$ умножаем на —0,4; по оси абсцисс данные времени τ делим на $\omega_{IV}=100$. Находим $h_{IV}(t)$.

Для получения переходной характеристики $h(t)$ суммируем полученные кривые (рис. 21-58, *г*):

$$h(t)=h_I(t)+h_{II}(t)+h_{III}(t)+h_{IV}(t).$$

В данной системе имеет место значительное перерегулирование (около 70%) и сравнительно большое время регулирования $t_p=0{,}5$ *сек* (отсчитывается на уровне, отличающемся на $\pm 10\%$ от установившегося).

При $t\to\infty$ характеристика $h(t)$ стремится к $h(\infty)=1$. Этого следовало ожидать, поскольку система является астатической. Во многих случаях практики вместо вычисления переходных характеристик удобно воспользоваться методом моделирования системы с помощью аналоговых вычислительных машин (см. разд. 24). При этом производится набор элементов, входящих в состав данной системы, устанавливаются нужные параметры этих элементов

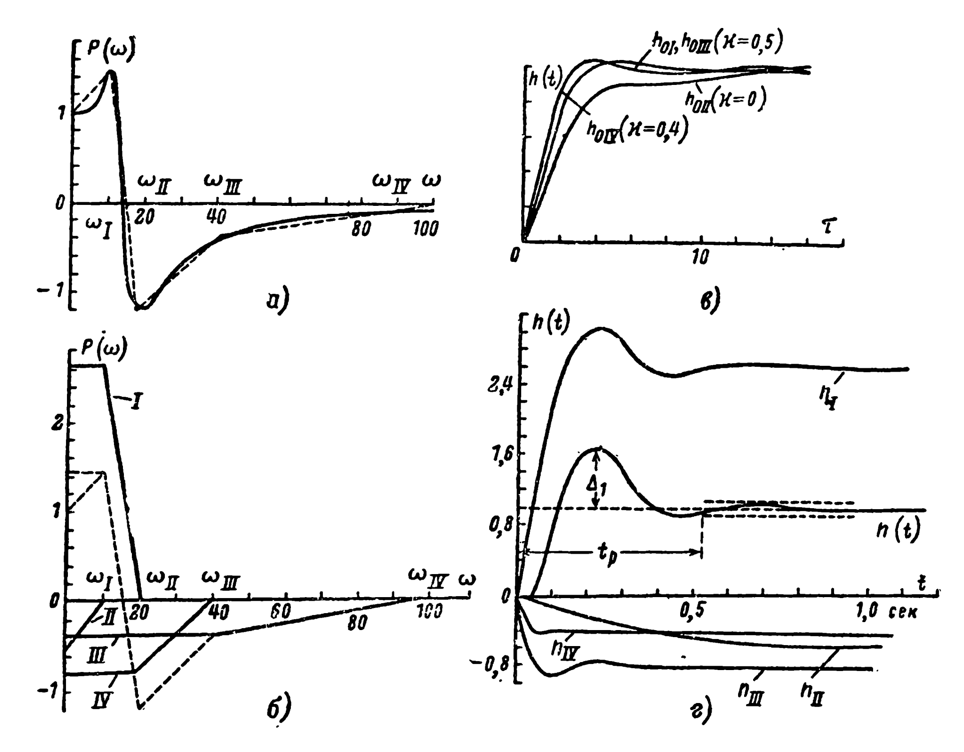


Рис. 21-58. Построение переходной характеристики системы.

а — вещественная частотная характеристика, построенная с помощью номограммы (пунктиром обозначена приближенная характеристика); *б* — разбиение вещественной частотной характеристики $P(\omega)$ на трапецеидальные *I—IV* (пунктирная — приближенная характеристика); *в* — h_0-функции для трапеций h_{0I}—h_{0IV}; *г* — построение суммарной (переходной) характеристики $h(t)=h_I+h_{II}+h_{III}+h_{IV}$ (характеристики h_I — h_{IV} построены путем пересчета масштабов характеристик h_{0I}—h_{0IV}).

(в случае необходимости изменяется масштаб времени) и определяется реакция системы на ступенчатое воздействие. Обладая простотой и наглядностью, метод моделирования позволяет не только анализировать свойства системы под воздействием ступенчатых сигналов, но выяснить, как будет действовать система под влиянием более сложных сигналов, подобных тем, которые имеют место в реальных условиях ее работы. Более того, часто моделирование используется для подбора корректирующих цепей. Чем сложнее система регулирования, тем целесообразнее использование моделирующих устройств.

Влияние корректирующих устройств на качество регулирования

Связь качества регулирования с характеристиками разомкнутых систем. Если качество процессов регулирования для заданных параметров не удовлетворяет поставленным требованиям (например, велико t_p, Δ_1, Δ_2 и т. д.), то в систему вводят дополнительные корректирующие элементы и выбирают их характеристики так, чтобы удовлетворить этим требованиям.

Подбор параметров корректирующих элементов проводится путем использования ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы. Для наиболее часто встречающихся в практике минимально-фазовых систем достаточно использовать только ЛАХ разомкнутой системы, поскольку ЛАХ и ЛФХ в таких системах связаны функциональной зависимостью.

При подборе корректирующих цепей сначала строится желаемая ЛАХ системы (т. е. такая ЛАХ, для которой переходная характеристика имеет благоприятную форму и заданное t_p). Затем путем вычитания желаемой ЛАХ из действительной находят ЛАХ корректирующей цепи, по которой затем определяют вид и параметры этой цепи. Решающее влияние на характер переходного процесса оказывает вид ЛАХ на средних частотах вблизи частоты среза ω_c.

Установлено, что благоприятное протекание переходного процесса имеет место только в том случае, если ЛАХ вблизи ω_c имеет наклон — 20 *дб* на декаду, причем длина этого участка должна быть порядка одной декады.

Низкочастотный участок ЛАХ определяет поведение системы в установившемся режиме. В астатической системе наклона ЛАХ на этих участках составляет

—20 k *дб/дек* (k — порядок астатизма); в статической системе наклон составляет 0 *дб* на декаду ($k=0$).

Высокочастотный участок (при $\omega \gg \omega_c$) существенного влияния на переходную характеристику не оказывает.

Для подбора желаемой ЛАХ имеются подробные номограммы, справедливые для ЛАХ, имеющей низкочастотный участок и участок вблизи частоты среза с наклоном —20 *дб/дек* и два остальных участка с наклоном —40 *дб/дек* (рис. 21-59). Однако номограммы на рис. 21-60 дают также приемлемые результаты для статических и астатических систем с наклоном ЛАХ на участке ω_1—ω_2 —60 *дб* на декаду. Номограммы позволяют определить следующие данные (рис. 21-61): $t_р$ — время регулирования (отсчитываемое от нуля до момента, после которого $h(t)$ отличается от установившегося значения не более чем на 5%); $t_у$ — время достижения первого выброса; H_m — максимальное значение первого выброса; Φ_m, ω_m — величину максимума амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы и частоту, на которой он достигается (более подробные номограммы — см. [Л. 1, 4]).

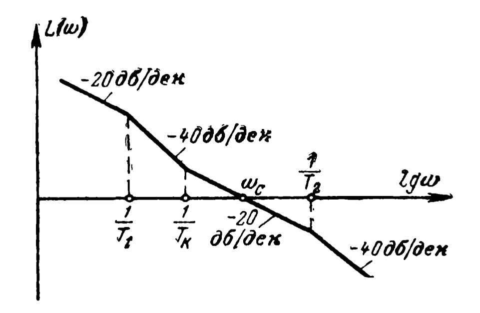


Рис. 21-59. Типовая ЛАХ автоматической системы, для которой построены номограммы.

На номограммах некоторые показатели отнесены к частоте ω_c. Подбор желаемой ЛАХ требует определенных навыков.

Для грубых прикидок используются следующие соотношения: $t_р = \frac{3 \div 7}{\omega_c}$; желательное отношение частот $2 \leqslant \frac{\omega_3}{\omega_c} \leqslant 4$; протяженность участка, лежащего вблизи ω_c, должна быть возможно большей и иметь порядок не менее одной декады. Путем нескольких проб с учетом приведенных соотношений выбирается желаемая ЛАХ и сравнением с действительной ЛАХ, которую имеет система, находят ЛАХ корректирующего звена. Затем подбирается корректирующая цепь и определяются ее параметры.

Величина ω_c может быть приближенно найдена по известной передаточной функции разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{K}{p^k (T_1 p+1)(T_2 p+1)\cdots(T_q p+1)} \qquad (21\text{-}32)$$

или

$$W(p) = \frac{K(\tau_1 p+1)(\tau_2 p+1)\cdots(\tau_r p+1)}{p^k (T_1 p+1)(T_2 p+1)\cdots(T_q p+1)} \qquad (21\text{-}33)$$

без построения ЛАХ. Частоты среза выражаются следующими формулами:

$$\omega_c = \sqrt[k+q]{\frac{K}{T_1 T_2 \cdots T_q}}$$

для соотношения (21-32) и

$$\omega_c = \sqrt[k+q-r]{\frac{K\tau_1\tau_2\cdots\tau_r}{T_1 T_2 \cdots T_q}} \qquad (21\text{-}34)$$

для соотношения (21-33). В приведенных формулах постоянные времени расположены в порядке убывания, т. е. $T_1 > T_2 > \ldots > T_q$, $\tau_1 > \tau_2 > \tau_3 > \ldots > \tau_r$.

Пример. Дана следящая система с передаточной функцией разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{K_v}{p(T_{дв} p+1)(Tp+1)},$$

$K_v = 70$ 1/*сек*; $T_{дв} = 0{,}1$ *сек*; $T = 0{,}02$ *сек*.

Требуется подобрать корректирующую цепь, при которой время регулирования $t_р = 0{,}3$ *сек*, а $H_m \leqslant 1{,}3$, $t_р \leqslant 2t_у$.

При данных параметрах система неустойчива (см. стр. 49), так как

$$K_{кр} = \frac{1}{T_{дв}} + \frac{1}{T} = 10 + 50 = 60\ 1/сек,$$

что меньше K_v. Исходя из потребного быстродействия, выбираем:

$$\omega_c = \frac{4}{t_р} = 13{,}3\ сек.$$

Соотношение $\omega_3/\omega_c \leqslant 4$ определит ориентировочное значение $\omega_3 \leqslant 4\omega_c$, $\omega_3 = 53{,}5$ 1/*сек*. Выберем $\omega_2 = 4$ 1/*сек*; (длина участка ω_2—ω_3 несколько больше декады). Сопрягаем участок ω_2—ω_3 с низкочастотным участком прямой с наклоном —40 *дб* на декаду (целесообразно строить желаемую ЛАХ так, чтобы наклон соседних участков отличался на 20—40 *дб/дек*). При этом получаем: $\omega_1 = 0{,}8$; $\mu_1 = 40$ *дб*. По номограмме на рис. 21-60, соответствующей отношению $\omega_3/\omega_c = 4$ для

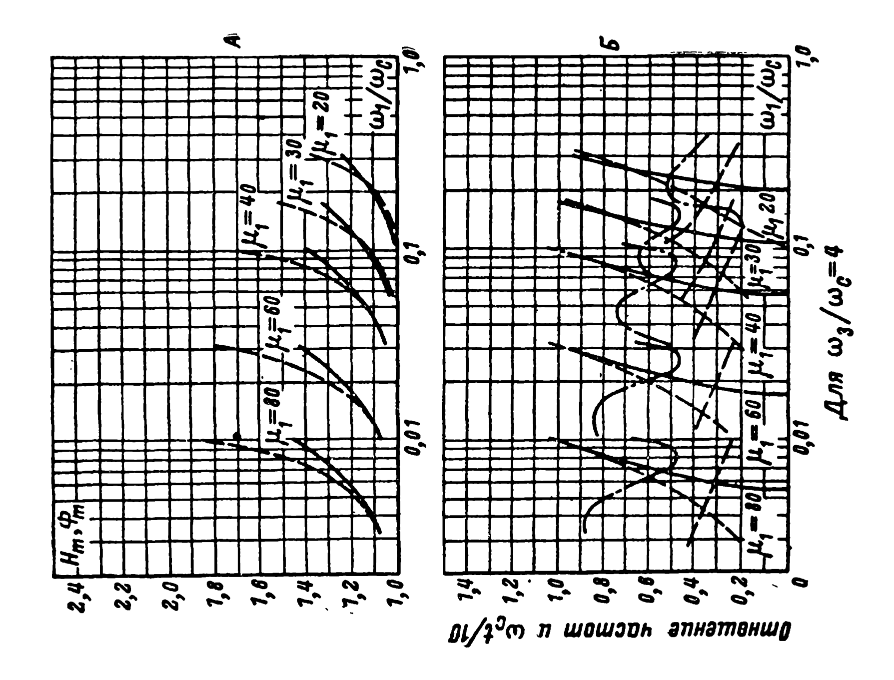
$$\frac{\omega_1}{\omega_c} = \frac{0{,}8}{13{,}3} = 0{,}06$$

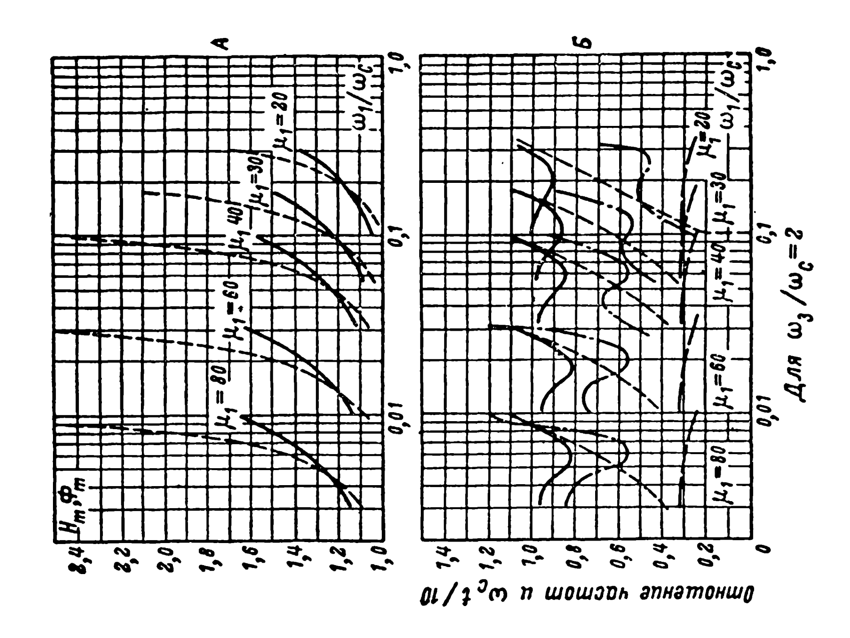
находим:

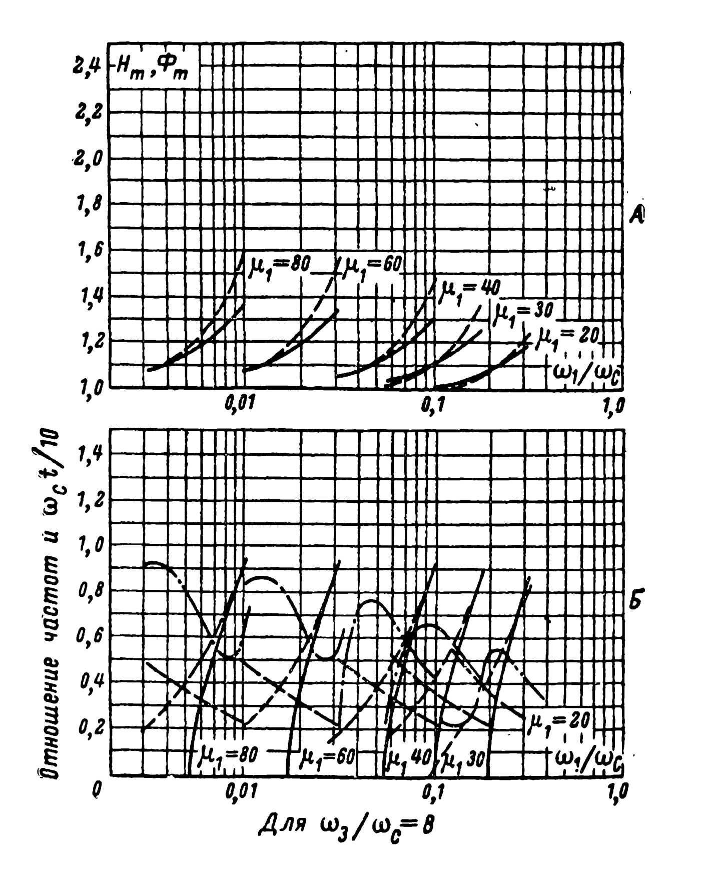
$$\frac{\omega_c t_у}{10} = 0{,}2; \quad \frac{\omega_c t_р}{10} = 0{,}4;$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_c} = 0{,}5;$$

$$H_m = 1{,}18; \ \Phi_m = 1{,}2.$$


А
Б
Для ω3/ωc=4


А
Б
Для ω3/ωc=2



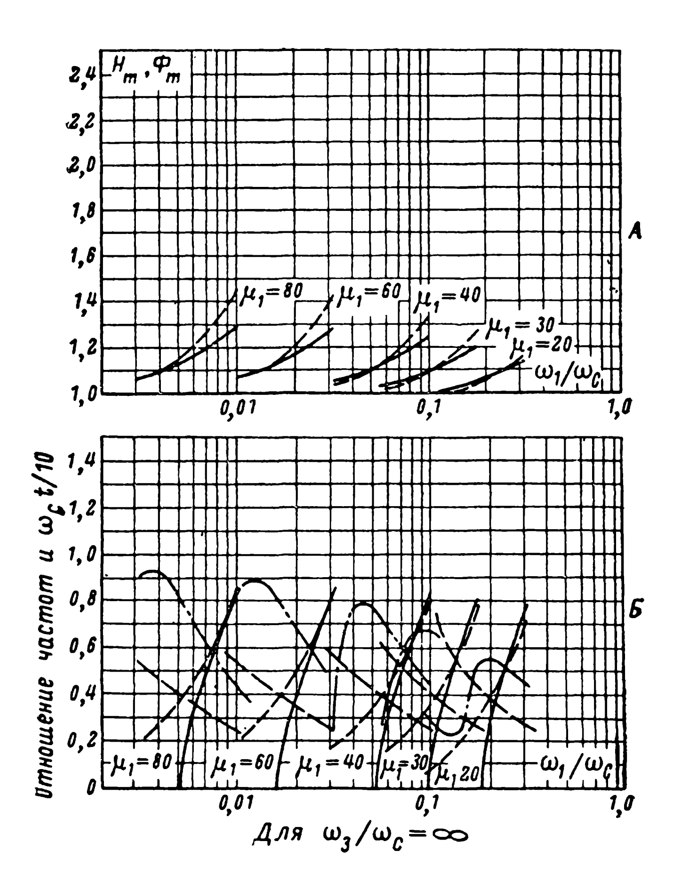


Рис. 21-60. Номограммы для расчета желаемой логарифмической амплитудной характеристики.

Номограммы построены для различных отношений ω_3/ω_c (рис. 21-60)) при условии, что наклон характеристик между ω_1 и ω_2 составляет —40 *дб* на декаду, и для частот выше ω_3 = —60 *дб/дек*; ω_t — угловая частота колебаний на переходной характеристике. *А*: ———— — H_m; — — — — — Φ_m; *Б*: ———— — ω_t/ω_c; — — — — — — ω_m/ω_c; — — — $0,1\,\omega_c\,t_y$; —·—·—·— $\omega_0\,t_p/10$.

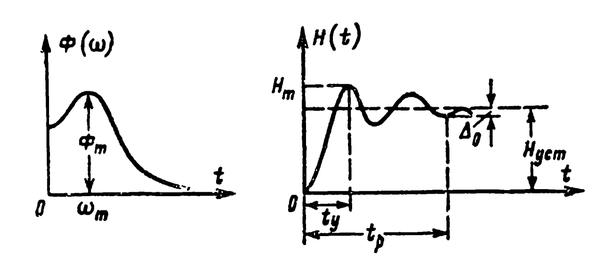


Рис. 21-61. Показатели качества системы.

$\Phi(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы; $H(t)$ — переходная характеристика замкнутой системы.

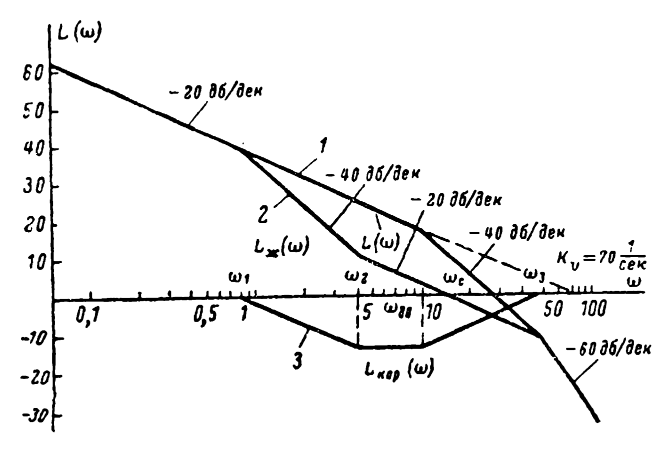


Рис. 21-62. Построение ЛАХ корректирующей цепи.

Отсюда

$$t_{y} = \frac{2}{13,3} = 0,15\,сек;\quad t_{p} = 0,3\,сек;$$

$$\omega_{m} = 0,5 \cdot 13,3 = 6,65\ 1/сек.$$

Переходная характеристика удовлетворяет поставленным требованиям, и полученная ЛАХ может быть принята за желаемую. Разность между действительной и желаемой ЛАХ дает ЛАХ корректирующей цепи: $L_{кор} = L(\omega) - L_{ж}(\omega)$. Схема построения этих ЛАХ для указанного примера дана на рис. 21-62. Здесь *1* — ЛАХ исходной системы, *2* — желаемая ЛАХ, *3* — ЛАХ корректирующей цепи.

Одной из характеристик качества системы регулирования может служить показатель колебательности M, равный относительному значению максимума амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы (или наибольшего из пиков, если их несколько), т. е.

$$M = \frac{\sup\limits_{0 \leqslant \omega < \infty} \Phi(\omega)}{\Phi(0)}.$$

Знак sup означает наибольший из максимумов.

Так как для астатических систем $\Phi(0) = 1$, то

$$M = \sup_{0 \leqslant \omega < \infty} \Phi(\omega).$$

В системах, где $\Phi(\omega)$ имеет один максимум (рис. 21-61),

$$M = \frac{\Phi(\omega_{m})}{\Phi(0)} = \frac{\Phi_{m}}{\Phi(0)}.$$

Показатель колебательности лежит обычно в пределах $1,1 \leqslant M \leqslant 1,8$. При $M > 1,8$ система имеет несколько выбросов; поэтому ее переходная характеристика является неудовлетворительной.

Имея ЛАХ и ЛФХ системы, нетрудно путем простых построений определить, соответствует ли показатель колебательности M требуемому значению. Для этого у линии — π ЛФХ по графикам μ_0 (рис. 21-63) строится запретная зона, соответствующая потребному (выбранному) значению M. Если ЛФХ не касается запретной зоны, построенной для данного M, действительный показатель колебательности будет меньше заданного, если касается — равен заданному и если заходит в эту зону — больше заданного.

Построение запретной зоны производится так. Выбирается требуемое значение M, например $M = 1,2$. Для каждого значения $L(\omega)$ данной кривой на ЛАХ (рис. 21-64) проводится прямая, параллельная оси абсцисс до пересечения с кривой и опускается перпендикуляр на линию — π ЛФХ. На этом перпендикуляре вверх от линии — π откладывается величина μ_0 (*град*), соответствующая этому значению L и найденная из графиков рис. 21-63. Для построения зоны достаточно 4—6 точек. На рис. 21-64 приведена кривая $\mu_0(\omega)$ и пунктирной линией помечено построение точки для ω, соответствующей $L = 10$ *дб*. Соответствующая точка помечена на рис. 21-63. В этом примере ЛАХ и ЛФХ соответствуют системе с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{50\,(0,54p + 1)}{p\,(2p + 1)\,(0,03p + 1)\,(0,02p + 1)}.$$

Из построения видно, что ЛФХ заходит внутрь запретной зоны $M = 1,2$ и почти касается зоны $M = 1,5$; это означает, что при данных параметрах системы показатель колебательности M несколько меньше 1,5.

Корректирующие последовательные цепи чаще всего реализуются в виде форсирующего звена (рис. 21-33), инерционно-форсирующего контура (рис. 21-34), интегро-дифференцирующего контура (рис. 21-35).

Пример. Подобрать корректирующее звено и определить его параметры. (Продолжение примера стр. 61). Наиболее близкой к ЛАХ корректирующей цепи является ЛАХ интегро-дифференцирующего контура. Определим параметры этого контура (R_1C_1, R_2C_2).

Согласно рис. 21-35 и 21-62 имеем:

$$\tau_1 = R_1C_1 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{4} = 0,25 \text{ сек};$$

$$\tau_2 = R_2C_2 = \frac{1}{\omega_{дв}} = T_{дв} = 0,1 \text{ сек};$$

$$T_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{0,8} = 1,25 \text{ сек};$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_3} = 0,02 \text{ сек}.$$

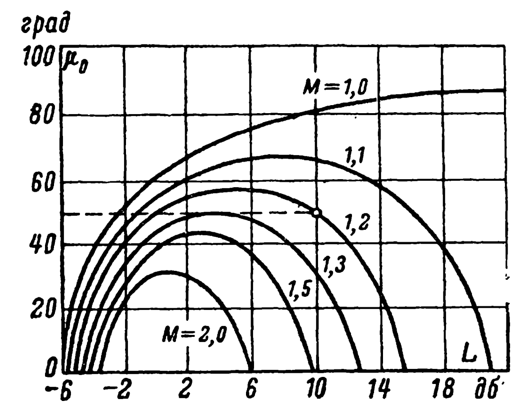


Рис. 21-63. Графики μ_0 для построения запретных зон по фазе.

L — значения ЛАХ; M — показатель колебательности.

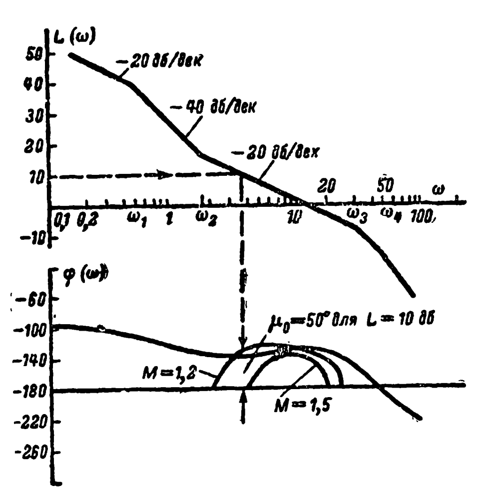


Рис. 21-64. Построение одной точки запретных зон по ЛАХ системы.

$L(\omega)$ — ЛАХ; $\varphi(\omega)$ — ЛФХ. Зоны построены для $M=1,2$ и $M=1,5$. Частоты сопряжения: $\omega_1=0,5$ 1/сек; $\omega_2=1,84$ 1/сек; $\omega_3=33,4$ 1/сек; $\omega_4=50$ 1/сек.

Из соотношения $T_1+T_2=R_1C_1+R_2C_2+R_1C_2$ находим:

$R_1C_2 = 1,25 + 0,02 - 0,1 - 0,25 = 0,92$ сек.

Одним из параметров следует задаться, например емкостью $C_2=1$ мкф. Тогда

$$R_1 = \frac{0,92}{1,0} = 0,92 \text{ Мом};$$

$$C_1 = \frac{0,25}{0,92} = 0,27 \text{ мкф}; \quad R_2 = \frac{0,1}{1} = 0,1 \text{ Мом}.$$

Если имеющиеся в распоряжении корректирующие цепи имеют ЛАХ, только приближенно соответствующие $L_{кор}$, то после расчета целесообразно для контроля построить переходную характеристику системы с учетом рассчитанного корректирующего звена, пользуясь методом трапецеидальных характеристик (см. стр. 59).

Корректирующие параллельные цепи включаются в виде элементов отрицательной обратной связи, охватывающих наиболее инерционные звенья системы.

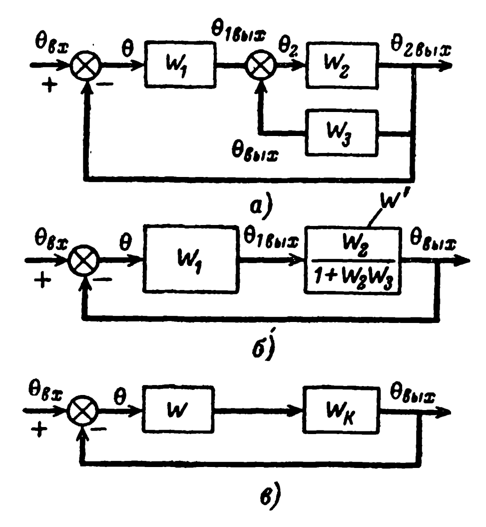


Рис. 21-65. Преобразование структурной схемы при наличии параллельной коррекции.

а — исходная схема; *б* — схема, в которой произведена замена параллельного звена эквивалентным W'; *в* — результирующая (расчетная) схема.

В качестве параллельных стабилизирующих цепей чаще всего используются: дифференцирующее звено (см. рис. 21-32); а также звенья, состоящие из двух последовательно соединенных ячеек (двухзвенный RC-фильтр верхних частот) с параметрами R_1C_1, R_2C_2 (см. табл. 21-1).

При охвате звена W_2 звеном отрицательной обратной связи W_3 (рис. 21-65) расчет корректирующей цепи производится следующим образом.

Соединение звеньев W_2 и W_3 заменяется эквивалентным звеном (рис. 21-65, *б*) $W' = \frac{W_2}{1 + W_2 W_3}$. Затем определяется переда-

точная функция разомкнутой системы $W_1 W' = W_1 W_2 W_к$, которую удобно представить в виде произведения звена с передаточной функцией W (система без коррекции) и звена с передаточной функцией эквивалентного последовательного корректирующего звена $W_к$ (рис. 21-65, *в*), как было описано ранее (стр. 40), причем

$$W(p) = W_1(p)\, W_2(p);$$

$$W_к = \frac{1}{1 + W_2 W_3} = \frac{A}{1 + A},$$

где

$$A = \frac{1}{W_2 W_3} = \frac{1}{W_в}.$$

Определение частотных характеристик эквивалентного последовательного корректирующего устройства производится так, как было рассмотрено на стр. 40.

Подбор параметров и вида параллельного корректирующего звена значительно сложнее, чем последовательного, и производится путем нескольких проб. Несмотря на это, параллельные корректирующие цепи находят в практике сравнительно широкое применение.

При синтезе параллельных корректирующих устройств полезно иметь в виду следующее правило: для интервала частот, где справедливо неравенство

$$|W_2(j\omega)\, W_3(j\omega)| \gg 1 \qquad (21\text{-}35)$$

ЛАХ участка системы, охваченного обратной связью, равна взятой с обратным знаком ЛАХ параллельного корректирующего контура W_3. Так, если в цепи обратной связи стоит фильтр нижних частот (дающий фазовое запаздывание), то в области частот, где выполняется условие (21-35), происходит опережение фазы, как если бы в систему была введена дифференцирующая цепь.

Помимо рассмотренного метода анализа систем автоматического регулирования с помощью логарифмических характеристик иногда используют и другие: например, метод корневых годографов и стандартных коэффициентов.

Метод корневых годографов. Об устойчивости и качестве процесса регулирования можно судить по расположению корней характеристического уравнения замкнутой системы и нулей передаточной функции. Рассматривая зависимость траекторий этих корней и нулей комплексного переменного *p* (корневые годографы) при изменении параметров, делают суждения об изменении показателей качества системы [Л. 1, 4, 7].

Метод стандартных коэффициентов. При использовании этого метода полиномы числителя и знаменателя передаточной функции замкнутой системы преобразуют к нормированной форме путем изменения масштаба параметра преобразования Лапласа *p*. Подбирая определенным образом величины коэффициентов полученных полиномов числителя и знаменателя передаточной функции, можно достичь желаемого вида переходных характеристик [см. Л. 1].

Для автоматических систем, описываемых уравнением третьего порядка, можно сравнительно просто получить достаточно подробную картину процессов. В этом случае уравнение преобразуется к нормированному виду и по диаграмме А. И. Вышнеградского (см., например, [Л. 1]) определяется вид переходного процесса, соответствующий данному значению параметров системы.

21-7. ТОЧНОСТЬ РАБОТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОД ВЛИЯНИЕМ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Ошибка воспроизведения

В процессе работы система автоматического управления находится под влиянием разнообразных внешних воздействий, которые делятся на управляющие и возмущающие.

К *управляющим* относятся воздействия, которые должны воспроизводиться (отрабатываться) системой с возможно большей точностью.

К *возмущающим* (помехам) относятся воздействия, которые должны отсеиваться (подавляться) системой.

Примеры управляющих и возмущающих воздействий приведены в табл. 21-4.

Управляющие воздействия поступают на вход непосредственно в виде регулируемой величины или образуются в результате преобразования входных сигналов. Помехи поступают на систему вместе с входным радиосигналом или возникают вследствие уходов параметров элементов системы из-за изменения внешних условий.

Любую следящую систему можно рассматривать как некоторый эквивалентный фильтр, на который поступают управляющие воздействия и помехи. Исходя из частотных представлений, можно утверждать, что полоса пропускания системы по отношению к управляющим воздействиям должна выбираться возможно более широкой, в то время как для мешающих воздействий — возможно более узкой. Таким образом, требования к полосе с точки зрения уменьшения общей ошибки противоречивы.

Точность работы системы определяется тем, насколько правильно воспроизводятся управляющие воздействия и насколько полно отсеиваются помехи.

Количественно точность систем оценивается *ошибкой воспроизведения* $\Theta_{вос}$, которая определяется как разница между *желаемой величиной*, которую должна воспроизводить система, и *регулируемой величиной*, которая имеется на выходе системы. Если внешние воздействия носят случайный ха-

Таблица 21-4

Примеры управляющих и мешающих воздействий

Тип системы	Управляющие воздействия	Помехи
Система автоматической подстройки частоты	Изменение частоты входного сигнала	1) Уходы частоты гетеродина и переходной частоты дискриминатора, вызванные изменением температуры, давления, влажности, питающих напряжений и т. д. 2) Помехи, поступающие на вход радиоприемника вместе с радиосигналом, вызывающие отклонения частоты гетеродина.
Автоматический радиопеленгатор	1) Изменение углового положения пеленгуемого источника радиоволн (например, направления на цель в радиолокации при ее перемещении) 2) Угловые колебания объекта (корабля, самолета), на котором установлен пеленгатор.	1) Помехи, поступающие на вход радиоприемного устройства, а также внутренние шумы радиоприемника 2) Случайные блуждания эффективного центра отражения от сложного подвижного объекта (угловые шумы) (см. стр. 197). 3) Разбалансировка усилителей постоянного тока или ламп фазового детектора, обусловленные изменением параметров усилительных элементов 4) Случайные изменения интенсивности радиосигналов, обусловленные сложной структурой отражающего объекта (амплитудные шумы) (см. стр. 198).

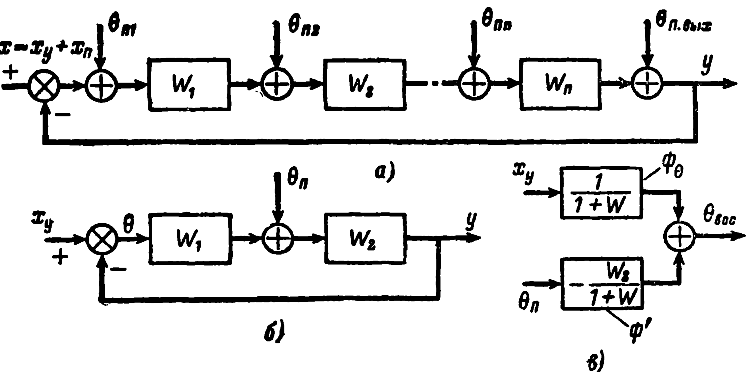


Рис. 21-66. Структурные схемы для вычисления ошибок воспроизведения.

а — общая схема; *б* — схема для случая одного возмущающего воздействия; *в* — схема, иллюстрирующая образование ошибки воспроизведения.

рактер, то ошибка воспроизведения также является случайной.

При исследовании систем для упрощения анализа приходится несколько идеализировать характер внешних воздействий, считая, например, что они представляются стационарными эргодическими процессами (см. т. 1, стр. 86). Для анализа таких процессов используется корреляционная теория, основными понятиями которой являются корреляционная функция и спектральная плотность (см. т. 1, стр. 87).

Запишем выражение для ошибки воспроизведения, когда в различные точки системы (рис. 21-66) поступают внешние возмущения $\Theta_{п1}$, $\Theta_{п2}$, ..., $\Theta_{пn}$ и, кроме того на вход системы вместе с управляющим сигналом* $x_у(t)$ воздействуют помехи $x_п(t)$ [т. е. $x(t)=x_у(t)+x_п(t)$].

Ошибка воспроизведения равна разности между управляющим воздействием $x_у(t)$ и выходной величиной $y(t)$, т. е.

$$\Theta_{вос} = x_у(t) - y(t). \qquad (21\text{-}36)$$

Выражение для ошибки воспроизведения отличается от выражения для рассогла-

* Здесь и дальше для удобства входной сигнал системы обозначается $x(t)$, выходной сигнал $y(t)$, рассогласование

$$\Theta(t)=x(t)-y(t).$$

сования

$$\Theta(t) = x(t) - y(t) = x_у + x_п - y$$

наличием составляющей, обусловленной действием помехи на входе,

$$\Theta_{вос} = \Theta - x_п.$$

Оба выражения совпадают (т. е. $\Theta_{вос} = \Theta$), если на входе есть только управляющее воздействие: $x = x_у$ (т. е. $x_п = 0$).

Для общего случая, когда $x = x_у + x_п$, в соответствии с формулой (21-19) для Θ имеем:

$$\Theta = \frac{x_у}{1+W} - \frac{1}{1+W}[W\Theta_{п1} + W_2W_3\cdots W_n\Theta_{п2} + \cdots + W_n\Theta_{пn} + \Theta_{п.вых}].$$

Учитывая формулу (21-36), находим выражение для ошибки воспроизведения

$$\Theta_{вос} = \frac{x_у}{1+W} - \frac{1}{1+W}[Wx_п + W\Theta_{п1} + W_2W_3\cdots W_n\Theta_{п2} + \cdots + W_{n-1}W_n\Theta_{пn-1} + W_n\Theta_{пn} + \Theta_{п.вых}]. \quad (21\text{-}37)$$

Ошибка воспроизведения имеет составляющие, обусловленные управляющим воздействием $x_у$ и помехами $x_п$, $\Theta_{п1}$, $\Theta_{п2}$, ..., $\Theta_{пn}$, $\Theta_{п.вых}$. Составляющая $\frac{1}{1+W}x_у$, обусловленная управляющим воздействием, называется динамической ошибкой системы.

При вычислении статистических характеристик ошибки воспроизведения ограничимся случаем, когда на систему действует единственное возмущение $\Theta_п(t)$ между звеньями W_1 и W_2 (рис. 21-66, *б*). Тогда из выражения (21-37) сразу находим:

$$\Theta_{вос} = \frac{1}{1+W}x_у - \frac{W_2}{1+W}\Theta_п = \Phi_\Theta x_у - \frac{W_2}{1+W}\Theta_п, \quad (21\text{-}38)$$

где $\Phi_\Theta = 1 - \Phi = \frac{1}{1+W}$ — передаточная функция по ошибке (см. стр. 43), а W_2 — передаточная функция звена между точкой приложения возмущения $\Theta_п$ и выходом системы. Так, если возмущение $\Theta_п$ приложено ко входу ($\Theta_п = x_п$) или к первому звену ($\Theta_п = \Theta_{п1}$), то $W_2 = W$; если помеха $\Theta_п$ приложена к выходу ($\Theta_п = \Theta_{п.вых}$), то $W_2 = 1$.

Уравнению (21-38) отвечает структурная схема на рис. 21-66, *в*, показывающая, что ошибка воспроизведения получается суммированием сигналов $\Phi_\Theta x_у$ и $-\frac{W_2}{1+W}\Theta_п$, образующихся в результате прохождения величин $x_у$ и $\Theta_п$ соответственно через фильтры Φ_Θ и $\Phi' = -\frac{W_2}{1+W}$. Если сигналы $x_у$ и $\Theta_п$ описываются стационарными статистически независимыми случайными функциями, то спектральная плотность ошибки воспроизведения (см. т. 1, стр. 90)

$$S_{вос}(\omega) = |\Phi_\Theta(j\omega)|^2 S_у(\omega) + |\Phi'(j\omega)|^2 S_п(\omega).$$

Здесь (и всюду далее) $S_у(\omega)$ и $S_п(\omega)$ — энергетические спектральные плотности управляющего воздействия и помехи соответственно. Если возмущение $\Theta_п$ приложено ко входу первого звена системы (т. е. $\Theta_п = x_п$ и на входе действует сигнал $x = x_у + x_п$), то $\Phi'(j\omega) = \Phi(j\omega)$ и

$$S_{вос}(\omega) = |\Phi_\Theta(j\omega)|^2 S_у(\omega) + |\Phi(j\omega)|^2 S_п(\omega).$$

Таким образом, спектральная плотность динамической ошибки определяется прохождением управляющего воздействия через

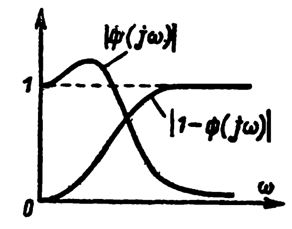


Рис. 21-67. Амплитудно-частотные характеристики для замкнутой системы $|\Phi(j\omega)|$ и для ошибки $|1-\Phi(j\omega)|$.

фильтр с амплитудно-частотной характеристикой $|\Phi_\Theta| = |1 - \Phi(j\omega)|$ в то время как спектральная плотность ошибки обусловлена действием помехи, проходящей через фильтр с амплитудно-частотной характеристикой замкнутой системы $|\Phi(j\omega)|$ (рис. 21-67).

Если случайные функции статистически зависимы, в выражение для спектральной плотности ошибки воспроизведения входят взаимные спектральные плотности $\Theta_{вх}$ и $\Theta_п$.

Наиболее часто встречающиеся выражения для основных соотношений эргодических процессов в автоматических системах приведены в табл. 21-5.

Для нахождения дисперсии ошибки воспроизведения учтем, что дисперсия связана со спектральной плотностью соотношением (т. 1, стр. 87 и строка 2 таблицы):

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)\,d\omega.$$

Таблица 21-5

Основные соотношения статистической динамики линейных автоматических систем для эргодических процессов

Наименование	Формулы
Соотношения между корреляционной функцией $R_x(\tau)$ и спектральной плотностью $S_x(\omega)$ случайного процесса $x(t)$ (соотношение Винера-Хинчина)	$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = 2\int_0^{\infty} R_x(\tau)\cos\omega\tau\, d\tau$ $R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$
Соотношение между дисперсией σ_x^2, корреляционной функцией $R_x(\tau)$ и спектральной плотностью $S_x(\omega)$ процесса $x(t)$	$\sigma_x^2 = R_x(0) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega)\, d\omega$
Соотношение между спектральной плотностью $S_y(\omega)$ на выходе и $S_x(\omega)$ на входе фильтра с передаточной функцией $\Phi(p)$	$S_y(\omega) = \lvert\Phi(j\omega)\rvert^2 S_x(\omega)$, где $\Phi(j\omega) = \Phi(p)\rvert_{p=j\omega}$
Дисперсия σ_y^2 процесса в выходе системы с передаточной функцией $\Phi(p)$ при действии на вход стационарного случайного процесса $x(t)$ со спектральной плотностью $S_x(\omega)$	$\sigma_y^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \lvert\Phi(j\omega)\rvert^2 S_x(\omega)\, d\omega$, где $\Phi(j\omega) = \Phi(p)\rvert_{p=j\omega}$
Дисперсия σ_y^2 на выходе системы с импульсной переходной характеристикой $g(t)$ при действии на вход системы стационарного случайного сигнала $x(t)$ с корреляционной функцией $R_x(\tau)$	$\sigma_y^2 = \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} g(\xi) g(\eta) R_x(\xi-\eta)\, d\xi\, d\eta$
Корреляционная функция $R_y(\tau)$ стационарного случайного процесса на выходе системы с импульсной переходной характеристикой $g(t)$ при входном процессе с корреляционной функцией $R_x(\tau)$	$R_y(\tau) = \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} g(\xi) g(\eta) R_x(\tau+\xi-\eta)\, d\xi\, d\eta$
Спектральная плотность $S_y(\omega)$ процесса на выходе системы при действии на вход двух статистически независимых процессов $x(t)$ и $z(t)$, причем передаточная функция по сигналу $x(t)$ равна $\Phi_x(p)$, а по сигналу $z(t)$ равна $\Phi_z(p)$	$S_y(\omega) = \lvert\Phi_x(j\omega)\rvert^2 S_x(\omega) + \lvert\Phi_z(j\omega)\rvert^2 S_z(\omega)$, где $\Phi_x(j\omega) = \Phi_x(p)\rvert_{p=j\omega}$; $\Phi_z(j\omega) = \Phi(p)\rvert_{p=j\omega}$ $S_x(\omega)$; $S_z(\omega)$ — спектральные плотности сигналов $x(t)$ и $z(t)$
Спектральная плотность $S_y(\omega)$ процесса на выходе системы при действии на вход двух взаимно коррелированных процессов $x(t)$ и $z(t)$, причем передаточная функция по сигналу $x(t)$ равна $\Phi_x(p)$, а по сигналу $z(t)$ равна $\Phi_z(p)$. Взаимные спектральные плотности $S_{xz}(\omega) = S_{zx}(-\omega)$. Взаимные корреляционные функции $R_{xz}(\tau) = R_{zx}(-\tau)$	$S_y(\omega) = \lvert\Phi_x(j\omega)\rvert^2 S_x(\omega) + \lvert\Phi_z(j\omega)\rvert^2 S_z(\omega) +$ $+ \Phi_x^*(j\omega)\Phi_z(j\omega) S_{xz}(\omega) + \Phi_x(j\omega)\Phi_z^*(j\omega) S_{zx}(\omega)$, причем $\Phi_x(j\omega) = \Phi(p)\rvert_{p=j\omega}$; $\Phi_z(j\omega) = \Phi(p)\rvert_{p=j\omega}$ $S_{xz}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xz}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$; $S_{zx}(\omega) =$ $= \int_{-\infty}^{\infty} R_{zx}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $\Phi^*(j\omega) = \Phi(-j\omega)$

Продолжение табл.

Наименование	Формулы
Взаимная корреляционная функция $R_{yx}(\tau)$ выходного $y(t)$ и входного $x(t)$ процессов при действии на вход системы с импульсной переходной характеристикой $g(t)$ сигнала с корреляционной функцией $R_x(\tau)$	$R_{yx}(\tau) = \int\limits_0^\infty R_x(\tau - \xi)\, g(\xi)\, d\xi$

Поэтому дисперсия ошибки воспроизведения

$$\sigma^2_{\text{вос}} = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} |\Phi_\Theta(j\omega)|^2 S_{\text{у}}(\omega)\, d\omega + \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} |\Phi'(j\omega)|^2 S_{\text{п}}(\omega)\, d\omega = \sigma^2_{\text{дин}} + \sigma^2_{\text{п}}, \quad (21\text{-}39)$$

т. е. общая дисперсия складывается из дисперсии динамической составляющей ошибки $\sigma^2_{\text{дин}}$, обусловленной случайным управляющим воздействием, и дисперсии помеховой составляющей ошибки $\sigma^2_{\text{п}}$, обусловленной действием возмущения.

Учет других статистически независимых возмущений сводится к добавлению в формулу (21-39) составляющих, аналогичных $\sigma^2_{\text{п}}$. При анализе действия помех удобно пользоваться понятием эквивалентной (энергетической) шумовой полосы, которая определяется либо как

$$\Delta F_{\text{э}} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 d\omega}{\Phi^2(0)}$$

либо как

$$\Delta F_{\text{э}G} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int\limits_{0}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 d\omega}{\Phi^2(0)}.$$

Ясно, что

$$\Delta F_{\text{э}G} = \frac{1}{2} \Delta F_{\text{э}}$$

($\Delta F_{\text{э}G}$ определена лишь для положительных частот).

Формула для $\Delta F_{\text{э}}$ учитывает положительные и отрицательные частоты и используется обычно при теоретическом анализе; формула для $\Delta F_{\text{э}G}$ — только положительные частоты и используется чаще всего при экспериментальных исследованиях.

Эквивалентная полоса равна ширине прямоугольника с высотой $\Phi^2(0)$ и площадью, равной площади, расположенной под кривой $|\Phi(j\omega)|^2$ (рис. 21-68). Напомним, что $\Phi(0) = 1$ для астатических и $\Phi(0) = \frac{K}{1+K}$ — для статических систем.

Во многих случаях практики спектр помехи оказывается весьма широким по сравнению с эквивалентной полосой системы, т. е. $S_{\text{п}}(\omega)$ в пределах характеристики $|\Phi(j\omega)|^2$ меняется незначительно, и без большой ошибки $S(\omega)$ можно принять равной значению при $\omega = 0$. Тогда выражение для дисперсии ошибки, обусловленной действием помех, сильно упрощается:

$$\sigma^2_{\text{п}} = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} S_{\text{п}}(\omega) |\Phi(j\omega)|^2 d\omega \approx S_{\text{п}}(0) \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 d\omega = S_{\text{п}}(0)\, \Delta F_{\text{э}} \quad (21\text{-}40)$$

(здесь принято $\Phi(0) = 1$), т. е. система считается астатической; для статической системы правую часть равенства нужно умножить на $[K/K + 1]^2$).

То же выражение можно записать иначе:

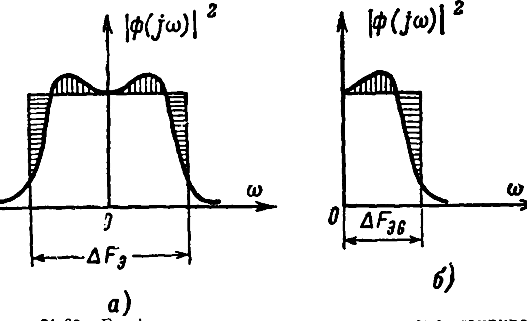


Рис. 21-68. Графики, иллюстрирующие понятие «эквивалентная полоса системы».

а — для частот $\infty < \omega < \infty$; *б* — для положительных частот $\omega \leqslant \infty$.

$$\sigma_п^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty 2S_п(\omega)\,|\Phi(j\omega)|^2\,d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty G(\omega)\,|\Phi(j\omega)|^2\,d\omega \approx \Delta F_{эG}\,G_п(0). \qquad (21\text{-}41)$$

В формулу (21-41) введена эквивалентная спектральная плотность $G_п(\omega)$ для положительных частот (или односторонняя спектральная плотность), которая определена лишь для положительных частот, причем

$$G_п(\omega) = 2S(\omega) \quad при\ \omega \geqslant 0,$$

так что для $\omega=0$ $G_п(0)=2\,S_п(0)$.

Спектральная плотность по физическому смыслу эквивалентна мощности шума, приходящегося на единицу полосы пропускания системы. Произведение спектральной плотности на полосу (если эта плотность постоянна) дает общую мощность, т. е. дисперсию помеховой составляющей ошибки. В случае, если спектральная плотность непостоянна в пределах частотной характеристики, вычисление общей мощности (дисперсии) производится по формуле (21-39).

Для вычисления дисперсии ошибок необходимо располагать спектральной плотностью случайных сигналов, которая в свою очередь определяется по корреляционным функциям этих сигналов $R(\tau)$ в соответствии с соотношением

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)\,e^{-j\omega\tau}\,d\tau = 2\int_0^\infty R(\tau)\cos\omega\tau\,d\tau$$

или

$$G(\omega) = 4\int_0^\infty R(\tau)\cos\omega\tau\,d\tau.$$

С другой стороны, корреляционная функция может быть найдена по спектральной плотности так:

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)\,e^{j\omega\tau}\,d\omega = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S(\omega)\cos\omega\tau\,d\omega$$

или

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty G(\omega)\cos\omega\tau\,d\omega.$$

Корреляционные функции вычисляются теоретически или определяются экспериментально.

Некоторые типовые корреляционные функции и соответствующие им спектральные плотности представлены в табл. 21-6. Часто корреляционную функцию случайного процесса можно аппроксимировать выражением: $R(\tau)=\sigma^2 e^{-\alpha\tau}$. Здесь $\sigma^2=R(0)$ — дисперсия, а величина $\alpha=1/\tau_{кор}$ характеризует скорость спадания корреляционной функции: при $\tau=\tau_{кор}$, $R(\tau)$ уменьшается до 37% максимального значения. Величину $\tau_{кор}$ называют иногда временем корреляции. Чем больше время корреляции, тем более узким будет спектр случайного процесса, т. е. тем более «узкополосным» будет случайный процесс. Напротив, с уменьшением времени корреляции корреляционные связи в процессе ослабляются, он становится более «широкополосным» и при $\tau_{кор}\to 0$ переходит в белый шум.

Для многих стационарных случайных процесов между шириной энергетического спектра $\Delta\omega_{сп}$ и временем корреляции существует обратная зависимость: $\Delta\omega_{сп}\approx 1/\tau_{кор}$.

Определение дисперсии и эквивалентной полосы связано с вычислением интегралов (21-39), которые можно свести к интегралам типа

$$I_s = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{c(s)\,c(-s)}{d(s)\,d(-s)}\,ds, \qquad (21\text{-}42)$$

где s — комплексное переменное, $c(s)$ и $d(s)$ — полиномы относительно s (степень полинома числителя по крайней мере на единицу меньше степени полинома знаменателя) и $d(s)$ имеет нули только в левой полуплоскости (это условие выполняется для устойчивых систем):

$$c(s) = c_0 + c_1 s + c_2 s^2 + \dots + c_{n-1}s^{n-1}; \qquad (21\text{-}43)$$

$$d(s) = d_0 + d_1 s + d_2 s^2 + \dots + d_n s^n. \qquad (21\text{-}44)$$

Интегралы выражаются через коэффициенты полиномов c_i и d_i в соответствии с данными табл. 21-7 (стр. 73) [Л. 6].

Рассмотрим примеры вычисления дисперсии и эквивалентной полосы с помощью интегралов (21-42).

Пример 1. Найти эквивалентную полосу системы, состоящей из инерционного звена, охваченного единичной обратной связью. Передаточная функция разомкнутой системы $W=\frac{K}{Tp+1}$. Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi = \frac{W}{1+W} = \frac{K}{Tp+K+1} = \frac{K_э}{\tau p+1},$$

Таблица 21-6

Некоторые корреляционные функции и соответствующие им спектральные плотности случайных статистических процессов

Корреляционные функции $R(\tau)$		Спектральные плотности $S(\omega)$	
Аналитическое выражение	График	Аналитическое выражение	График
$N\delta(\tau)$	∞; τ; 0	N	$-\infty$; ∞; N; ω; 0
$\sigma^2 e^{-\alpha\|\tau\|}$	$\tau_{кор} = \frac{1}{\alpha}$; σ^2; $0{,}1\sigma^2$; τ; $0{,}37\sigma^2$; 0; $2\tau_{кор}$; $4{,}6/\alpha$	$\frac{2\alpha\sigma^2}{\omega^2 + \alpha^2} = \frac{2\sigma^2\tau_{кор}}{\omega^2\tau_{кор} + 1}$	$\frac{2\sigma^2}{\alpha} = S(0)$; $0{,}75(0)$; $0{,}1S(0)$; 0; $\frac{1{,}3}{\tau_{кор}}$; 6α; ω
$\sigma^2 e^{-\alpha\|\tau\|} \cos \beta\tau$	σ^2; τ; 0; π/β	$\sigma^2\alpha \left[\frac{1}{\alpha^2 + (\omega - \beta)^2} + \frac{1}{\alpha^2 + (\omega + \beta)^2}\right]$	$\frac{2\sigma^2\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}$; ω; $-\beta$; 0; $+\beta$

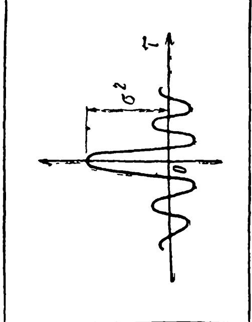
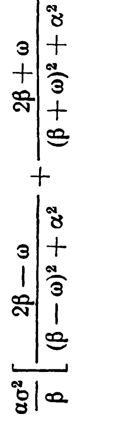
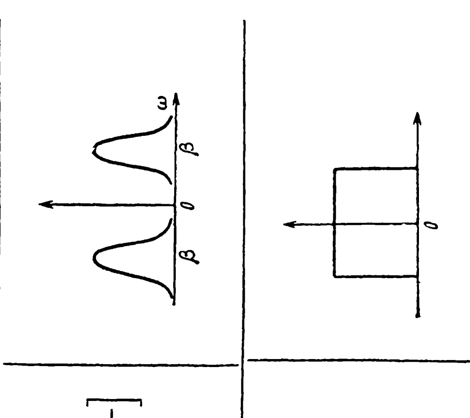
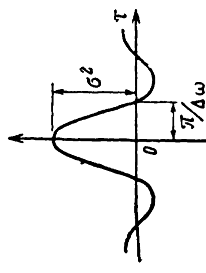
$\sigma^2 e^{-\alpha\|\tau\|}\left(\cos\beta\tau + \frac{\alpha}{\beta}\sin\beta\|\tau\|\right)$		 $\frac{\alpha\sigma^2}{\beta}\left[\frac{2\beta-\omega}{(\beta-\omega)^2+\alpha^2}+\frac{2\beta+\omega}{(\beta+\omega)^2+\alpha^2}\right]$	
$\sigma^2\frac{\sin\Delta\omega\tau}{\Delta\omega\tau}$		$\frac{\pi}{\Delta\omega}$ при $\|\omega\| \leqslant \Delta\omega$ 0 при $\|\omega\| > \Delta\omega$	

Таблица 21-7

Формулы для вычисления интегралов типа

$$I_n = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{+j\infty}\frac{c(s)(c-s)}{d(s)\,d(-s)}\,ds$$

$$c(s) = c_0 + c_1 s + \dots + s_{n-1}s^{n-1}$$

$$d(s) = d_0 + d_1 s + \dots + d_n s^n$$

Значение I	Формула
I_1	$\frac{c_0^2}{2d_0d_1}$
I_2	$\frac{c_1^2 d_0 + c_0^2 d_2}{2d_0d_1d_2}$
I_3	$\frac{c_2^2 d_0 d_1 + (c_1^2 - 2c_0c_2)d_0d_3 + c_0^2 d_2 d_3}{2d_0d_3(d_1d_2 - d_0d_3)}$
I_4	$\frac{c_3^2(-d_0^2d_3 + d_0d_1d_3) + (c_2^2 - 2c_1c_3)d_0d_1d_4 + (c_1^2 - 2c_0c_2)d_0d_3d_4 + c_0^2(d_2d_3d_4 - d_1d_4^2)}{2d_0d_4(d_1d_2d_3 - d_1^2d_4 - d_0d_3^2)}$

где

$$\tau = \frac{T}{K+1};\quad K_э = \frac{K}{K+1}.$$

Согласно определению эквивалентная полоса

$$\Delta F_э = \frac{\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|\Phi(j\omega)|^2\,d\omega}{\Phi^2(0)}.$$

Так как $\Phi(0) = K_э$, то

$$\Delta F_э = \frac{1}{K_э^2}\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{K_э^2\,d\omega}{|\tau(j\omega)+1|^2} =$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{d\omega}{|1+j\omega\tau|^2}.$$

Представим последний интеграл в виде

$$I = \frac{1}{2\pi j}\int\limits_{-j\infty}^{j\infty}\frac{ds}{|1+s\tau|^2} = \frac{1}{2\pi j}\int\limits_{-j\infty}^{j\infty}\frac{ds}{(1+s\tau)(1-s\tau)}.$$

Здесь в результате замены переменных

$$j\omega = s, \quad d\omega = \frac{1}{j}ds$$

интеграл приведен к форме (21-42), где

$$c(s) = 1;\ d(s) = 1 + s\tau.$$

В соответствии с формулами (21-43) и (21-44) запишем:

$$c_0 = 1;\ d_0 = 1;\ d_1 = \tau.$$

Тогда по формулам табл. 21-7 находим:

$$I_1 = \frac{c_0^2}{2d_0d_1} = \frac{1}{2\tau}.$$

Таким образом,

$$\Delta F_э = \frac{K+1}{2T}, \quad \text{а}\ \Delta F_{эG} = \frac{K+1}{4T}.$$

Пример 2. Найти эквивалентную полосу для звена второго порядка с передаточной функцией

$$\Phi(p) = \frac{K}{T^2p^2+2\zeta Tp+1}.$$

Согласно определению

$$\Delta F_э = \frac{1}{K^2}\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{K^2 d\omega}{|T(j\omega)^2+2\zeta T(j\omega)+1|^2}.$$

Сделаем в интеграле замену переменных $j\omega = s$ и представим интеграл в виде

$$I = \Delta F_э =$$

$$= \frac{1}{2\pi j}\int\limits_{-j\infty}^{+j\infty}\frac{ds}{|T^2s^2+2\zeta Ts+1|^2} = \frac{1}{2\pi j}\times$$

$$\times\int\limits_{-j\infty}^{j\infty}\frac{ds}{(T^2s^2+2\zeta Ts+1)(T^2s^2-2\zeta Ts+1)}.$$

Таким образом,

$$c(s) = 1;\ d(s) = T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1.$$

В соответствии с (21-43) и (21-44) находим:

$$c_0 = 1;\ c_1 = 0;\ d_0 = 1;$$
$$d_1 = 2\zeta T;\ d_2 = T^2.$$

По табл. 21-7 получим:

$$I = I_2 = \frac{c_0^2 d_2}{2d_0d_1d_2} = \frac{c_0^2}{2d_0d_1} = \frac{1}{4\zeta T}$$

и $\Delta F_э = 1/4\,\zeta T$.

Пример 3. Вычислить дисперсию ошибки воспроизведения, вызванной действием помехи $\Theta_{п.1}$, действующей на вход первого звена системы (рис. 21-66) с передаточной функцией в разомкнутом состоянии

$$W(p) = W_1W_2\cdots W_n = \frac{K_v(T_к p+1)}{p(Tp+1)}.$$

Задана корреляционная функция угла $\Theta_{п1}$:

$$R_п(\tau) = \sigma^2 e^{-\alpha|\tau|}.$$

В соответствии с (21-38) найдем, что мгновенное значение ошибки воспроизведения

$$\Theta_{вос}(t) = -\frac{W(D)}{1+W(D)}\Theta_{п1}(t) = -\Phi(D)\Theta_{п1},$$

а ее дисперсия в соответствии с формулой (21-40)

$$\sigma_п^2 = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}S_п(\omega)\,|\Phi(j\omega)|^2\,d\omega,$$

где $S_п(\omega) = \dfrac{2\alpha\sigma^2}{\omega^2+\alpha^2}$ (см. строку 2 табл. 21-6).

Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{K_v(T_к p+1)}{p(Tp+1)+K_v(T_к p+1)}.$$

Соответственно

$$\Phi(j\omega) = \frac{K_v(j\omega T_к+1)}{(j\omega)^2T+j\omega(K_vT_к+1)+K_v}.$$

Поэтому

$$\sigma_п^2 = \frac{1}{2\pi}\times$$

$$\times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{2\alpha\sigma^2|K_v(j\omega T_к+1)|^2 d\omega}{(\omega^2+\alpha^2)|(j\omega)^2T+j\omega(1+K_vT_к)+K_v|^2}.$$

Учитывая, что $\omega^2+\alpha^2 = |\alpha+j\omega|^2$, запишем последнюю формулу в виде

$$\sigma_п^2 = 2\alpha\sigma^2K_v^2I_3,$$

где

$$I_3 = \frac{1}{2\pi}\times$$

$$\times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{|j\omega T_к+1|^2 d\omega}{|(j\omega+\alpha)|^2[(j\omega)^2T+j\omega(1+K_vT_к)+K_v]|^2}.$$

Таблица 21-8

Эквивалентные полосы пропускания некоторых динамических звеньев и следящих систем

Тип системы (звена)	Передаточная функция $\Phi(D)$	Эквивалентная полоса $\Delta F_э$
$\frac{K}{Tp+1}$	$\frac{K}{Tp+1}$	$\frac{1}{2T}$
$\frac{K}{T^2p^2+2\zeta Tp+1}$	$\frac{K}{T^2p^2+2\zeta Tp+1}$	$\frac{1}{4\zeta T}$
+ − $\frac{K}{p}$	$\frac{K}{p+K}$	$\frac{K}{2}$
+ − $\frac{K}{Tp+1}$	$\frac{K}{Tp+K+1}$	$\frac{K+1}{2T}$
+ − $\frac{K}{p(Tp+1)}$	$\frac{K}{Tp^2+p+K}$	$\frac{K}{2}$
+ − $\frac{K}{(T_1p+1)(T_2p+1)}$	$\frac{K}{T_1T_2p^2+(T_1+T_2)p+K+1}$	$\frac{K+1}{2(T_1+T_2)}$
+ − $\frac{K}{p(T_1p+1)(T_2p+1)}$	$\frac{K}{T_1T_2p^3+(T_1+T_2)p^2+p+K}$	$\frac{K(T_1+T_2)}{2(T_1+T_2-T_1T_2K)}$
+ − $\frac{K(T_кp+1)}{p(T_1p+1)(T_2p+1)}$	$\frac{K(T_кp+1)}{T_1T_2p^3+p^2(T_1+T_2)+p(1+KT_к)+K}$	$K\frac{T_к^2K+(T_1+T_2+T_к)}{2(T_1+T_2+T_к-KT_1T_2)}$
+ − $\frac{K(T_кp+1)}{p^2(Tp+1)}$	$\frac{K(T_кp+1)}{Tp^3+p^2+pKT_к+K}$	$\frac{T_к^2K+1}{2(T_к-T)}$

Сделаем далее замену переменных $j\omega = s$ и запишем интеграл в виде

$$I_3 = \frac{1}{2\pi j} \times \int\limits_{-j\infty}^{j\infty} \frac{|1 + T_к s|^2 ds}{|(s+\alpha)[Ts^2 + s(1 + K_v T_к) + K_v]|^2} =$$

$$= \frac{1}{2\pi j} \int\limits_{-j\infty}^{j\infty} \frac{(1 + T_к s)(1 - T_к s) ds}{(s + \alpha)[Ts^2 + s(1 + K_v T_к) + K_v](-s + \alpha)[Ts^2 - s(1 + K_v T_к) + K_v]}.$$

Отсюда ясно, что в соответствии с формулами (21-43) и (21-44)

$$c(s) = 1 + T_к s;$$

$$d(s) = (s + \alpha)(Ts^2 + s + sK_v T_к + K_v) = Ts^3 + s^2(T\alpha + 1 + K_v T_к) + s(K_v + \alpha + \alpha K_v T_к) + \alpha K_v.$$

Выпишем значения коэффициентов полиномов $c(s)$ и $d(s)$:

$$c_0 = 1;\ c_1 = T_к;\ c_2 = 0;\ d_0 = \alpha K_v;$$

$$d_1 = K_v + \alpha + \alpha K_v T_к;$$

$$d_2 = 1 + T\alpha + K_v T_к;\ d_3 = T.$$

В соответствии с табл. 21-7 находим:

$$I_3 = \frac{c_1^2 d_0 d_3 + c_0^2 d_2 d_3}{2 d_0 d_3 (d_1 d_2 - d_0 d_3)} = \frac{\alpha T_к^2 K_v T + (1 + T\alpha + K_v T_к) T}{2\alpha K_v T[(K_v + \alpha + \alpha K_v T_к) \times (1 + \alpha T + K_v T_к) - \alpha K_v T]}.$$

Отсюда для дисперсии получаем:

$$\sigma_п^2 = \alpha\sigma^2 K_v^2 \times \frac{T_к^2 + \dfrac{1 + \alpha T + K_v T_к}{\alpha K_v}}{(K_v + \alpha + \alpha K_v T_к)(1 + \alpha T + K_v T_к) - \alpha K_v T}. \quad (21\text{-}45)$$

В связи с тем, что в практике дисперсию ошибки часто приходится вычислять по упрощенной формуле (21-40), удобно пользоваться выражениями для эквивалентных полос наиболее часто встречающихся систем (табл. 21-8).

Оптимизация систем

Оптимальной называется система, которая обладает наибольшей возможной для данных условий точностью[1]. Это означает, что заранее выбранные характеристики ошибки воспроизведения имеют минимально возможное значение. При этом должен быть обусловлен характер внешних воздействий, критерий точности и класс систем, среди которых ищется оптимальная система (линейные стационарные, линейные нестационарные, нелинейные).

Структура и параметры оптимальной системы зависят от характера внешних воздействий, а также от выбранных характеристик точности. Если воздействия носят случайный характер и их можно приближенно считать эргодическими и стационарными и оптимальная система ищется в классе линейных систем, то в качестве характеристики точности выбирается обычно дисперсия ошибки воспроизведения и оптимизация осуществляется по минимуму этой дисперсии.

При решении задачи оптимизации необходимо поставить дополнительное требование физической возможности (осуществимости) системы. Это означает, что передаточная функция оптимальной системы должна быть такой, чтобы импульсная переходная характеристика была равна нулю при $t<0$, т. е. чтобы сигнал на выходе не появлялся раньше, чем он подан на вход.

Часто оптимальная система, найденная из условия минимума дисперсии ошибки воспроизведения при случайном управляющем сигнале, недостаточно хорошо реагирует на регулярные и медленно меняющиеся управляющие воздействия и может иметь неудовлетворительную переходную характеристику. Между тем именно такие управляющие воздействия бывают характерными для реальных условий работы системы.

Поэтому иногда полагают, что параметры и структура должны быть выбраны так, чтобы минимизировалась сумма дисперсии ошибки, обусловленной случайными возмущениями, и квадрата установившейся динамической ошибки, обусловленной регулярным входным сигналом. При этом могут предъявляться дополнительные требования к виду переходной характеристики.

В практике приходится считаться с тем, что некоторые элементы системы являются функционально необходимыми, поскольку они связаны с наличием определенного объекта регулирования и назначением системы. Таким образом, возникает задача оптимизации системы с частично (а иногда и полностью) заданной структурой. В этом случае оптимизация достигается выбором некоторых корректирующих цепей и определением их параметров или только выбором параметров системы.

Начиная с первых исследований Н. Винера, опирающихся на основополагающие труды А. Я. Хинчина и А. Н. Колмогорова, вопросам оптимизации уделяется большое внимание и к настоящему времени об этом имеется обширная литература. В частности, разработан специальный аппарат, с помощью которого можно синтезировать системы (т. е. находить структуру и парамет-

[1] Иногда ставятся дополнительные требования, например быстродействие при скачкообразном управляющем воздействии и некоторые др.

ры оптимальной системы) при достаточно общих предположениях о характере внешних воздействий [Л. 2, 3, 13].

В последние годы развиваются новые направления оптимизации автоматических систем. Они касаются использования аппарата теории игр и статистических решений [Л. 2, 10], а также теории нелинейной фильтрации. В последнем случае полагают, что сигналы, поступающие на вход системы, содержат регулируемую величину в виде параметра, причем сигнал является нелинейной функцией этого параметра. Подобные задачи возникают в радиотехнических следящих системах. На вход радиоприемных устройств таких систем поступают высокочастотные сигналы, а регулируемые величины (частота, фаза, угол и т. п.) являются параметрами этих сигналов. С помощью теории нелинейной фильтрации в некоторых случаях удается определить структуру и параметры системы, предназначенной для наилучшего (по определенному критерию) воспроизведения регулируемой величины. Эта теория в настоящее время развита для марковских случайных процессов [Л. 5, 24].

В связи с тем, что реальные системы работают в условиях, когда параметры объекта регулирования и характеристики внешних воздействий могут изменяться в широких пределах, возникает необходимость в *самонастраивающихся* или *самоприспосабливающихся* системах, параметры и структура которых автоматически без участия оператора перестраиваются так, что постоянно учитываются изменения внешних условий и достигаются оптимальные условия управления [Л. 9, 10].

В дальнейшем рассматриваются только наиболее простые задачи оптимизации линейных стационарных систем с постоянными параметрами (см., например, Л. 2, 5). Эти задачи решаются на основе сравнительно простого математического аппарата корреляционной теории эргодических случайных функций.

Минимизация ошибки при заданной структуре

Рассмотрим примеры оптимизации системы при различных предположениях о характере управляющих и мешающих воздействий на входе ($x_у$ и $x_п$ соответственно), когда структура системы задана.

Из формулы (21-38) следует, что ошибка воспроизведения системы

$$\theta_{вос} = x_у - y$$

состоит из динамической ошибки

$$\theta_{дин} = \Phi_\theta x_у = \frac{1}{1+W} x_у = (1-\Phi) x_у$$

и случайной помеховой составляющей

$$\theta_п = -\Phi x_п = -\frac{W}{1+W} x_п.$$

Здесь

$$\Phi = \frac{W}{1+W}; \quad \Phi_\theta = \frac{1}{1+W} = 1 - \Phi.$$

Например, для системы на рис. 21-49

$$\Phi = \frac{K_v}{p(Tp+1)+K_v} = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1};$$

$$\Phi_\theta = \frac{p(Tp+1)}{p(Tp+1)+K_v}, \qquad (21\text{-}45а)$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T}{K_v}}; \quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{TK_v}};$$

$$\Delta F_э = \frac{K_v}{2}. \qquad (21\text{-}46)$$

(см. стр. 46).

Случайные составляющие ошибки воспроизведения будем характеризовать величиной дисперсии и рассмотрим задачу минимизации дисперсии общей ошибки на примере системы (рис. 21-49).

Управляющее воздействие — регулярная функция времени, мешающее воздействие — широкополосная помеха. Система имеет астатизм первого порядка. Поскольку в дальнейшем рассматриваются ошибки в установившихся режимах, примем, что управляющее воздействие — линейная функция времени

$$x_у = x_0 + vt,$$

где скорость v — величина постоянная.

Мешающее воздействие будем считать достаточно широкополосным и аппроксимируем его белым шумом со спектральной плотностью $S_п = S_п(\omega) = N$ *ед²/гц*, где *ед²* обозначает размерность входного воздействия x.

Для регулярного управляющего сигнала в установившемся режиме имеет место постоянная скоростная ошибка (стр. 54):

$$\theta_{уст} = \frac{v}{K_v}.$$

Дисперсия помеховой составляющей (см. стр. 70):

$$\sigma_п^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 S_п(\omega) d\omega.$$

Поскольку $S_п(\omega)$ — величина постоянная, равная $S_п$, имеем:

$$\sigma_п^2 = S_п(0)\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 d\omega = N\Delta F_э.$$

Таким образом, суммируя квадрат установившейся динамической ошибки с дисперсией помеховой составляющей, получаем:

$$\sigma^2_{\text{вос}} = \frac{v^2}{K_v^2} + N\frac{K_v}{2}.$$

С увеличением полосы пропускания (с ростом K_v) первая из этих составляющих неограниченно убывает, вторая — растет. Существует значение K_v, соответствующее минимуму $\sigma^2_{\text{вос}}$, которое и будет оптимальным. Оно находится из равенства $d\sigma^2_{\text{вос}}/dK = 0$ и равно:

$$K_{v\,\text{опт}} = \left(\frac{4v^2}{N}\right)^{1/3}.$$

Минимальное значение дисперсии ошибки определяется путем подстановки значения $K_{v\text{опт}}$ в выражение для $\sigma^2_{\text{вос}}$, что дает

$$\sigma^2_{\text{вос.мин}} = \frac{(vN)^{2/3}}{2\sqrt[3]{2}} + \frac{(v\,N)^{2/3}}{\sqrt[3]{2}} = 0{,}83\,(vN)^{2/3}.$$

Из последней формулы следует также, что минимум ошибки наступает при таком значении K_v, когда ошибка от помехи (второй член суммы) в 2 раза превышает ошибку, обусловленную управляющим воздействием.

Так как эквивалентная полоса системы не зависит от постоянной времени T, условия при оптимизации накладываются лишь на один параметр системы K_v; второй (T) может быть выбран независимо, исходя из других требований, например из необходимости получить заданную переходную характеристику. Полагая, что такая характеристика соответствует коэффициенту колебательности $\zeta = 0{,}7$, из (21-46) получаем:

$$T = \frac{1}{2K_v}.$$

Если параметр T задан и его невозможно сделать меньшим некоторого минимального значения (например, $T \geqslant 0{,}1$ *сек*), то для малого уровня шума, когда $K_{v\text{опт}}$ становится достаточно большим, величина ζ может оказаться слишком малой и оптимальная система будет иметь совершенно неудовлетворительную переходную характеристику. Так, при $K_{v\text{опт}} = 50$ 1/*сек* и $T = 0{,}1$ *сек*, $\zeta \approx 0{,}22$, а при $K_{v\text{опт}} = 100$ 1/*сек* $\zeta = 0{,}16$.

В таких случаях, если нельзя изменить структуру системы, целесообразно несколько отойти от оптимума, поскольку зависимость $\sigma^2_{\text{вос}}$ от K_v носит сравнительно плавный характер, особенно в области $K_v > K_{v\text{опт}}$.

Управляющее воздействие — случайная функция времени; помеха — широкополосна. На вход системы поступает стационарный случайный сигнал со спектральной плотностью $S_{\text{у}}(\omega)$ и мешающее воздействие, которое, как и раньше, аппроксимируется белым шумом со спектральной плотностью $S_{\text{п}}(\omega) = N$ *ед²сек*. Примем, что $S_{\text{у}}(\omega)$ описывается выражением

$$S_{\text{у}}(\omega) = \frac{2\sigma_0^2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2},$$

где $\alpha = 1/\tau_{\text{к}}$ характеризует скорость спадания функции корреляции ($\tau_{\text{к}}$ — время корреляции); σ_0^2 — дисперсия управляющего воздействия на входе.

Так как случайные функции времени $x_{\text{у}}$ и $x_{\text{п}}$ статистически независимы, дисперсия ошибки воспроизведения

$$\sigma^2_{\text{вос}} = \sigma^2_{\text{у}} + \sigma^2_{\text{п}},$$

где в соответствии с (21-38) и (21-39)

$$\sigma^2_{\text{у}} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi_\Theta(j\omega)|^2 S_{\text{у}}(\omega)\,d\omega; \qquad (21\text{-}47)$$

$$\sigma^2_{\text{п}} = \frac{1}{2\pi}N\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2\,d\omega = N\Delta F_{\text{э}}.$$

Учитывая выражение (21-45) для рассматриваемого примера и производя вычисление интеграла (21-47) в соответствии с формулами табл. 21-7, получаем:

$$\sigma^2_{\text{у}} = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} \frac{2\alpha\sigma_0^2 s\,(Ts + 1)(-s)(-Ts+1)\,ds}{(\alpha+s)(\alpha-s)[s(Ts+1)+K_v][-s(-Ts+1)+K_v]} = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty}\frac{2\alpha\,\sigma_0^2\,c(s)\,c(-s)}{d(s)\,d(-s)}\,ds,$$

где

$$d(s) = (\alpha + s)[s(Ts+1) + K_v];$$
$$c(s) = s(Ts + 1).$$

Производя вычисления, находим:

$$\sigma^2_{\text{у}} = \frac{\alpha\sigma_0^2[T(\alpha + K_v) + 1]}{\alpha + \alpha T^2 + K_v} = \sigma_0^2\frac{\tau_{\text{к}} + T + T\tau_{\text{к}}K_v}{\tau_{\text{к}} + T + \tau^2 K_v}.$$

Таким образом, окончательно получаем:

$$\sigma^2_{\text{вос}} = \sigma_0^2\frac{\tau_{\text{к}} + T + T\tau_{\text{к}}K_v}{\tau_{\text{к}} + T + \tau_{\text{к}}^2 K_v} + N\frac{K_v}{2}. \qquad (21\text{-}48)$$

Оптимальное значение K_v, соответствующее минимуму $\sigma^2_{\text{вос}}$, определяется из ра-

венства $d\sigma^2_{\text{вос}}/dK_v=0$, что дает:

$$K_{v\,\text{опт}}=\sqrt{\frac{2\sigma_0^2(\tau_\text{к}^2-T^2)}{N\tau_\text{к}^3}-\frac{\tau_\text{к}+T}{\tau_\text{к}^2}}.$$

Если входное воздействие является узкополосным, т. е. $\tau_\text{к}\gg T$, то можно получить приближенные выражения

$$K_{v\,\text{опт}}\approx\sigma_0\sqrt{\frac{2}{N\tau_\text{к}}}-\frac{1}{\tau_\text{к}}=$$

$$=\sigma_0\sqrt{\frac{2\alpha}{N}}-\alpha. \qquad (21\text{-}49)$$

и

$$\sigma^2_{\text{вос.мин}}\approx\frac{\sigma_0\sqrt{\alpha N}}{\sqrt{2}}(2-\alpha T)+$$

$$+T\sigma_0^2\alpha-\frac{\alpha N}{2}\approx$$

$$\approx\sigma_0\sqrt{2\alpha N}+\sigma_0^2\alpha T. \qquad (21\text{-}50)$$

Заметим, что оптимальное значение $K_{v\,\text{опт}}$ зависит от параметров внешних воздействий $\tau_\text{к}$, σ_0 и N и от постоянной времени T. Поэтому при оптимизации свободы выбора T не остается и может оказаться, что система будет иметь неудовлетворительную переходную характеристику. Несмотря на то что в случае узкополосного воздействия $K_{v\,\text{опт}}$ не зависит от T [формула (21-49)] постоянная времени не может выбираться произвольно, поскольку она входит в выражение для $\sigma^2_{\text{вос.мин}}$ и при вариациях T меняется величина минимальной ошибки.

Пример. Найдем величину оптимального коэффициента передачи в системе с $T=0{,}1$ *сек* при следующих параметрах внешних воздействий:

$$\sigma_0^2=100\ \textit{ед}^2;\quad \tau_\text{к}=20\ \textit{сек}\ (\alpha=0{,}05\ 1/\textit{сек})$$

$$N=0{,}01\ \textit{ед}^2/\textit{гц}.$$

Здесь *ед* — размерность входного воздействия.

Так как $\tau_\text{к}\gg T$, то воспользуемся выражениями (21-49) и (21-50):

$$K_{v\,\text{опт}}=10\sqrt{\frac{2\cdot0{,}05}{0{,}01}}-0{,}05\approx31{,}7\ 1/\textit{сек};$$

$$\sigma^2_{\text{вос.мин}}\approx10\sqrt{2\cdot0{,}05\cdot0{,}01}+$$

$$+100\cdot0{,}05\cdot0{,}1\approx0{,}81\ \textit{ед}^2,\ \text{или}\ \sigma^2_{\text{вос.мин}}\approx$$
$$\approx0{,}9\ \textit{ед}^2.$$

При таких данных

$$\zeta=\frac{1}{2\sqrt{TK_{v\,\text{опт}}}}=\frac{1}{2\sqrt{0{,}1\cdot32}}\approx0{,}28.$$

и переходная характеристика имеет слишком большие выбросы (см. рис. 21-27).

Если уменьшить величину помехи N или сделать управляющее воздействие более интенсивным, $K_{v\,\text{опт}}$ возрастет, ζ уменьшится и переходная характеристика будет еще менее благоприятной. Значение $\sigma^2_{\text{вос}}$ при отклонении K_v от $K_{v\,\text{опт}}$ меняется не очень резко. Так, если в данном примере K_v уменьшить вдвое относительно $K_{v\,\text{опт}}$, т. е. выбрать $K_v=16$ $1/\textit{сек}$ (тогда $\zeta\approx0{,}4$), то из формулы (21-48) при $\tau_\text{к}\gg T$ получаем

$$\sigma^2_{\text{вос}}\approx\sigma_0^2\frac{1+TK_v}{1+\tau_\text{к}K_v}+N\frac{K_v}{2}=$$

$$=100\frac{1+0{,}1\cdot16}{1+20\cdot16}+0{,}01\frac{16}{2}=$$

$$=0{,}81+0{,}08=0{,}89\ \textit{ед}^2.$$

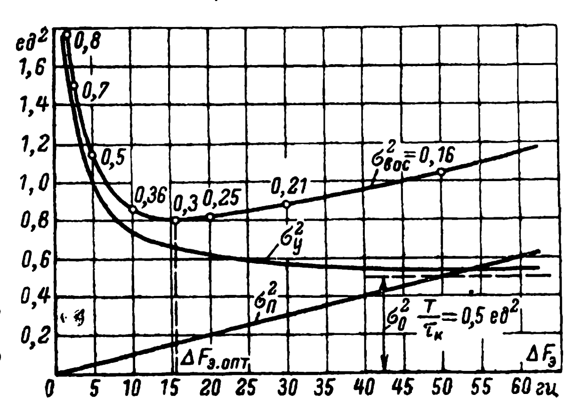


Рис. 21-69. Графики зависимости составляющих ошибок от эквивалентной полосы (для расчетного примера). Пунктиром обозначена асимптота кривой управляющего воздействия.

$\sigma_{\text{вос}}\approx0{,}94$ *ед.*

Наглядное представление о зависимости составляющих внешних воздействий от эквивалентной полосы системы для рассмотренного примера ($\Delta F_э=K_v/2$) дает рис. 21-69. На графике нанесена асимптота, к которой стремится дисперсия ошибки управляющего воздействия $\left(\sigma_0^2\frac{T}{\tau_\text{к}}\right)$, а на кривой $\sigma^2_{\text{вос}}$ обозначены соответствующие значения ζ. Можно было при нахождении параметров оптимальной системы поставить дополнительное требование к переходной характеристике, полагая, что величина ζ при этом не меняется, а является заданной. Тогда оказалось бы, что K_v и T связаны соотношением $\zeta=\frac{1}{2\sqrt{TK_v}}$. Исключая с помощью этого равенства из выражения для σ_y^2 величину T и приравнивая нулю производную $d\sigma^2_{\text{вос}}/dK_v$, находим оптимальное значение K_v и минимальное значение $\sigma^2_{\text{вос}}$. Полученная таким путем величина будет превышать ту, которая дается в выражении (21-50).

Минимизация ошибки при произвольной структуре

Синтез оптимальной системы. Будем считать, что на вход стационарной линейной следящей системы поступает управляющее воздействие $x_у(t)$ и мешающее воздействие $x_п(t)$, которые являются стационарными случайными функциями времени. Необходимо определить структуру и параметры системы, при которых дисперсия ошибки воспроизведения достигает наименьшего возможного значения. Поставленная задача является более общей, чем минимизация при заданной структуре, поскольку здесь фиксируется только класс систем и характер внешних воздействий и определяются не только параметры, но и структура оптимальной системы.

Импульсная переходная функция $g(t)$ физически реализуемой оптимальной системы определяется из интегрального уравнения [Л. 2—4, 6]

$$\int\limits_0^\infty g(\tau)R_x(t-\tau)d\tau-R_{x_у,x}(t)=0,\ t\geqslant 0 \quad (21\text{-}51)$$

и

$$g(t) = 0,\ t < 0.$$

Здесь $R_x(t-\tau)$ — корреляционная функция полного сигнала на входе;

$R_{x_у,x}$ — взаимная корреляционная функция полного входного сигнала $x(t)$ и управляющего воздействия $x_у(t)$.

Учитывая, что

$$x = x_у + x_п,$$

для корреляционных функций запишем (см. т. 1, стр. 87):

$$R_x(\tau) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T} x(t)\,x(t+\tau)\,dt;$$

$$R_{x_у,x}(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T} x(t)\,x_у(t+\tau)\,dt.$$

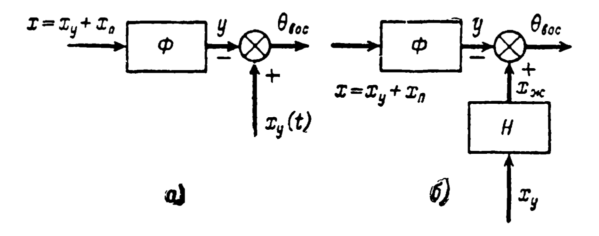


Рис. 21-70. Схемы, иллюстрирующие образование ошибки воспроизведения.

а — желаемое значение выходной величины $x_ж$ равно управляющему воздействию $x_у$; *б* — желаемое значение является функцией $x_у$, т. е. $x_ж=H(D)x_у$.

Если (как это чаще всего бывает на практике) случайные функции $x_у$ и $x_п$ статистически независимы, то

$$R_x(\tau) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\left[\int\limits_{-T}^{T} x_у(t+\tau)\,x_у(t)dt + \int\limits_{-T}^{T} x_п(t+\tau)\,x_п(t)\,dt\right] = R_у(\tau)+R_п(\tau);$$

$$R_{x_у,x} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T}[x_у(t) + x_п(t)]\,x_у(t+\tau)\,dt = R_у(\tau).$$

и интегральное уравнение (21-51), определяющее импульсную переходную функцию $g(t)$ оптимальной системы, приобретает вид:

$$\int\limits_0^\infty g(\tau)\,[R_у(t-\tau)+R_п(t-\tau)]\,d\tau - R_у(t)=0,\quad t\geqslant 0.$$

Возможно и обобщение задачи [Л. 3], когда система должна осуществлять некоторое линейное преобразование управляющего воздействия $x_у$, т. е. должна оптимальным образом воспроизводить желаемый сигнал

$$x_ж(t) = H(D)x_у(t),$$

где $H(D)$ — некоторый линейный дифференциальный оператор.

Ошибка воспроизведения в этом случае (рис. 21-70)

$$\theta_{вос} = x_ж(t) - y(t) = H(D)x_у - \Phi(D)(x_у+x_п) = x_у(H-\Phi) - \Phi x_п,$$

где $\Phi(D)$ — передаточная функция искомой линейной системы, в которой минимизируется дисперсия этой ошибки:

$$\sigma^2_{вос} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T}\theta^2_{вос}(t)\,dt.$$

Интегральное уравнение для переходной функции оптимальной системы в этом случае имеет тот же вид:

$$\int\limits_0^\infty g(\tau)\,R_x(t-\tau)\,d\tau - R_{x,x_ж}(t)=0,\quad t\geqslant 0.$$

Но здесь

$$R_{x,x_ж}(\tau) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T} x(t)\,x_ж(t+\tau)\,dt$$

— взаимная корреляционная функция входного сигнала желаемого, а не управляющего, как это было в уравнении (21-51).

В связи с этим можно искать оптимальную систему не только при $H(D)|_{D=p} \equiv \equiv H(p)=1$, т. е. $x_у=x_ж$ (задача фильтрации), но и при других предположениях об $H(p)$, например, когда $H(p)=e^{pt_0}$, где $t_0>0$, т. е. когда имеет место экстраполяция желаемого значения входной величины (задача статистического упреждения). Последнее означает, что система должна оптимальным образом предсказывать значение управляющего воздействия на время t_0.

Вернемся к уравнению (21-51).

Решение этого уравнения может быть представлено в двух формах:

1. Комплексная передаточная функция оптимальной системы

$$\Phi(j\omega)=\frac{1}{2\pi\Psi(j\omega)}\int_0^\infty e^{-j\omega t}\,dt\times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty}\frac{S_{x_у,x}(\omega)}{\Psi^*(j\omega)}e^{j\omega t}\,d\omega. \qquad (21\text{-}52)$$

Здесь $|\Psi(j\omega)|^2=S_x(\omega)$,

$\Psi^*(j\omega)$ — функция комплексно-сопряженная с $\Psi(j\omega)$;

$$S_x(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}R_x(\tau)\,e^{-j\omega\tau}\,d\tau$$

— спектральная плотность полного входного сигнала;

$$S_{x_у,x}(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}R_{x_у,x}(\tau)\,e^{-j\omega\tau}\,d\tau$$

— взаимная спектральная плотность входного сигнала и управляющего воздействия, причем

$$S_x(\omega)=S_у(\omega)+S_п(\omega)+$$
$$+S_{у.п}(\omega)+S_{п.у}(\omega);$$

$$S_{x_у,x}(\omega)=S_у(\omega)+S_{у.п}(\omega);$$

$S_у$, $S_п$ — спектральная плотность управляющего и возмущающего воздействия;

$S_{у.п}(\omega)$, $S_{п.у}(\omega)$ — взаимные спектральные плотности этих воздействий.

Если случайные функции $x_у(t)$ и $s_п(t)$ статистически независимы, то выражения для спектральных плотностей упрощаются:

$$S_x(\omega)=S_у(\omega)+S_п(\omega);$$

$$S_{x_у,x}(\omega)=S_у(\omega).$$

2. Передаточная функция $\Phi(p)$ оптимальной системы определяется следующим соотношением:

$$\Phi(p)=\frac{1}{\Psi(p)}\left[\frac{S_{x_у,x}(p/j)}{\Psi(-p)}\right]_+. \qquad (21\text{-}53)$$

Здесь введены следующие обозначения:

— взаимная спектральная плотность управляющего и полного воздействия:

$$S_{x_у,x}(p/j)=S_{x_у,x}(\omega)$$

(при этом $p=j\omega$);

— вспомогательная функция $\Psi(p)$ $(p=j\omega)$, определяемая соотношением

$$\Psi(p)\Psi(-p)=|\Psi(j\omega)|^2=S_x(\omega),$$

где $S_x(\omega)$ — спектральная плотность входного воздействия; — отношение $[\ ]_+$ означает следующее: функция комплексного переменного $p=\beta+j\omega$ разбивается на два слагаемых $[\ ]_+ + [\ ]_-$, так что полюсы одного из них $[\ ]_+$ лежат в левой полуплоскости p, а другого $[\ ]_-$ — в правой; в формулу (21-53) входит только первое слагаемое этой суммы.

Искомая импульсная переходная функция, удовлетворяющая исходному интегральному уравнению (21-51), определяется из полученных выражений (21-52) или (21-53) и связана формулой (см. стр. 17)

$$g(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(j\omega)\,e^{j\omega t}\,d\omega$$

с передаточной функцией $\Phi(p)$ системы.

Минимальная дисперсия при этом выражается так:

$$\sigma^2_{вос.мин}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}[S_у(\omega)-$$

$$-|\Phi(j\omega)|^2S_x(\omega)]\,d\omega. \qquad (21\text{-}54)$$

Из двух способов вычисления второй несколько проще. Однако если при вычислении интегралов (21-52) используется описанная ниже процедура, (см. [Л. 3, стр. 282]), то оба способа мало отличаются друг от друга.

Эта процедура состоит в следующем:

а) По заданной спектральной плотности $S_x(\omega)$ вычисляется функция $\Psi(j\omega)$. Так как обычно $S_x(\omega)$ является отношением двух полиномов четных степеней, то $\Psi(j\omega)$ и $\Psi^*(j\omega)$ могут быть представлены в виде соотношений:

$$\Psi(j\omega)=c\frac{\prod_i(\omega-\beta_i)}{\prod_i(\omega-\gamma_i)};$$

$$\Psi^*(j\omega)=c\frac{\prod_i(\omega+\beta_i)}{\prod_i(\omega+\gamma_i)}$$

(c — величина постоянная).

б) Составляется отношение $\dfrac{S_{x_у,x}(\omega)}{\Psi^*(j\omega)}$, которое разлагается на сумму простейших дробей. Из всех членов этой суммы учитываются только те слагаемые, полюсы которых лежат в верхней полуплоскости, т. е.

члены типа $\frac{a_i}{\omega - b_i}$, и составляется сумма

$$B(j\omega) = \sum_{i=1}^{r} \frac{a_i}{\omega - b_i},$$

представляющая собой результат двойного интегрирования в формуле (21-52) (см. [Л. 3, стр. 282]).

в) Находится искомая передаточная функция как отношение

$$\Phi(j\omega) = \frac{B(j\omega)}{\Psi(j\omega)} = \frac{\sum_{i=1}^{r} \frac{a_i}{\omega - b_i}}{\Psi(j\omega)}.$$

Пример. Найти оптимальную передаточную функцию системы, на вход которой поступает управляющее воздействие $x_у$ со спектральной плотностью

$$S_у(\omega) = \frac{2\sigma_0^2 \alpha}{\alpha^2 + \omega^2}$$

и мешающее воздействие, которое можно аппроксимировать шумом с постоянной спектральной плотностью $S_п(\omega) = N$.

В данном случае $x_п(t)$ и $x_у(t)$ — статистически независимые случайные функции и

$$S_x(\omega) = S_у(\omega) + S_п(\omega); \quad S_{x_у, x}(\omega) = S_у(\omega).$$

Воспользуемся изложенной процедурой.

а) Определим $\Psi(j\omega)$. Для этого запишем $S_x(\omega)$ в виде

$$S_x(\omega) = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha^2 + \omega^2} + N = \frac{2\sigma_0^2 \alpha + N\alpha^2 + N\omega^2}{\alpha^2 + \omega^2} = \frac{(A + j\sqrt{N}\omega)(A - j\sqrt{N}\omega)}{(\alpha + j\omega)(\alpha - j\omega)},$$

где $A = \sqrt{2\alpha\sigma_0^2 + N\alpha^2}$.

Поскольку $S_x(\omega) = \Psi(j\omega)\Psi^*(j\omega)$, то получаем:

$$\Psi(j\omega) = \frac{A + j\sqrt{N}\omega}{\alpha + j\omega} \text{ и } \Psi^*(j\omega) = \Psi(-j\omega) = \frac{A - j\sqrt{N}\omega}{\alpha - j\omega}.$$

б) Составим отношение

$$\frac{S_{x_у, x}(\omega)}{\Psi^*(j\omega)} = \frac{S_у(\omega)}{\Psi^*(j\omega)} = \frac{2\sigma_0^2 \alpha(\alpha - j\omega)}{(\alpha + j\omega)(\alpha - j\omega)(A - j\sqrt{N}\omega)} = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{(A - j\sqrt{N}\omega)(\alpha + j\omega)}.$$

Разложим это отношение на сумму простейших дробей. Это можно сделать различными путями, например используя метод неопределенных коэффициентов:

$$\frac{S_у(\omega)}{\Psi^*(j\omega)} = 2\alpha\sigma_0^2 \left[\frac{M}{A - j\sqrt{N}\omega} + \frac{L}{\alpha + j\omega}\right] = 2\alpha\sigma_0^2 \frac{M\alpha + j\omega M + LA - j\sqrt{N}\omega L}{(A - j\sqrt{N}\omega)(\alpha + j\omega)}.$$

Отсюда получаем:

$$M\alpha + LA = 1; \quad j\omega M - j\sqrt{N}\omega L = 0.$$

Таким образом, находим:

$$M = \frac{\sqrt{N}}{\alpha\sqrt{N} + A}; \quad L = \frac{1}{\alpha\sqrt{N} + A}.$$

Следовательно,

$$\frac{S_у(\omega)}{\Psi^*(j\omega)} = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha\sqrt{N} + A} \times \left[\frac{\sqrt{N}}{A - j\sqrt{N}\omega} + \frac{1}{\alpha + j\omega}\right].$$

Из двух членов в скобках только второй имеет полюс $s_1 = \omega = j\alpha$, лежащий в верхней полуплоскости; другой полюс $s_2 = -j\frac{A}{\sqrt{N}}$ лежит в нижней полуплоскости.

Отбрасывая первый член, находим:

$$B(j\omega) = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha\sqrt{N} + A} \frac{1}{\alpha + j\omega}.$$

в) Составляем отношение $B(j\omega)/\Psi(j\omega)$:

$$\Phi(j\omega) = \frac{B(j\omega)}{\Psi(j\omega)} = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha\sqrt{N} + A} \times \frac{\alpha + j\omega}{(A + j\sqrt{N}\omega)(\alpha + j\omega)} = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha\sqrt{N} + A} \frac{1}{A + j\omega\sqrt{N}}. \qquad (21\text{-}55)$$

Вводя в рассмотрение время корреляции $\tau_к$ и подставляя в (21-55) это значение, получаем:

$$\Phi(j\omega) = K_э \frac{1}{1 + j\omega T},$$

где

$$T = \frac{\sqrt{N}}{A} = \frac{\tau_к\sqrt{N}}{\sqrt{2\sigma_0^2 \tau_к + N}};$$

$$K_э = \frac{1}{A}\,\frac{2\alpha\sigma_0^2}{A+\alpha\sqrt{N}} = \frac{2\sigma_0^2\tau_к}{\sqrt{2\tau_к\sigma_0^2+N}\left(\sqrt{2\tau_к\sigma_0^2+N}+\sqrt{N}\right)}.$$

При $N \ll 2\tau_к\sigma_0^2$ $K_э \approx 1$.

При использовании второго способа поступают совершенно аналогично. Находим:

$$S(p/j) = S_у(p/j) + S_п(p/j) = \frac{2\sigma_0^2\alpha}{\alpha^2-p^2} + N = \frac{A-p\sqrt{N}}{\alpha-p} + \frac{A+p\sqrt{N}}{\alpha+p}.$$

Тогда

$$\Psi(p) = \frac{A+p\sqrt{N}}{\alpha+p};$$

$$\Psi(-p) = \frac{A-p\sqrt{N}}{\alpha-p}.$$

Составляем отношение

$$\frac{S_{x_у,x}(p/j)}{\Psi(-p)} = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\left(A-p\sqrt{N}\right)(\alpha+p)},$$

которое разбиваем на сумму двух слагаемых $[\,]_+$ и $[\,]_-$, из которых первое имеет полюсы, лежащие в правой части комплексной переменной p, а второе — в левой:

$$\frac{S_{x_у,x}(\omega)}{\Psi(-p)} = 2\alpha\sigma_0^2\left[\frac{M}{A-p\sqrt{N}} + \frac{L}{\alpha+p}\right].$$

Слагаемое

$$2\alpha\sigma_0^2\frac{L}{\alpha+p} = \left[\frac{S_{x_у,x}(\omega)}{\Psi(-p)}\right]_+$$

имеет полюс $p=-\alpha$ в левой полуплоскости; слагаемое

$$2\alpha\sigma_0^2\frac{M}{A-p\sqrt{N}} = \left[\frac{S_{x_у,x}(\omega)}{\Psi(-p)}\right]_-$$

имеет полюс $p=\sqrt{N}/A$ в правой полуплоскости.

Учитывая второй член суммы, приходим к тому же результату, какой был получен по первому способу:

$$\Phi(p) = \frac{2\alpha\sigma_0^2 L}{A+p\sqrt{N}} = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha\sqrt{N}+A}\left(\frac{1}{A+p\sqrt{N}}\right). \quad (21\text{-}56)$$

Структурная схема оптимальной синтезированной системы в соответствии с полученной формулой [(21-56) или (21-55)] имеет вид схемы на рис. 21-71, *а* и состоит из интегрирующего звена с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{K}{p},\ K = \frac{1}{T},$$

охваченного единичной обратной связью, и дополнительного усилительного звена с коэффициентом передачи $K_э<1$. Здесь

$$K = \frac{1}{T} = \frac{A}{\sqrt{N}} = \frac{\sqrt{2\sigma_0^2\tau_к+N}}{\tau_к\sqrt{N}}.$$

Рис. 21-71. Структурная схема синтезированной системы.

а — полная; *б* — приближенная. при $N \ll 2\tau_к\sigma$ ($K_э \approx 1$).

Параметры оптимальной следящей системы зависят от уровня шума (N) и параметров управляющего воздействия. Постоянная времени должна увеличиваться с ростом уровня шума и с уменьшением ширины спектра управляющего воздействия.

Минимальная ошибка воспроизведения может быть найдена из (21-54) или непосредственно подсчетом дисперсии ошибки воспроизведения.

Если положить $K_э=1$, т. е. считать, что $\Phi(p) = \frac{1}{Tp+1}$, то вычисление дисперсии проще всего осуществить непосредственно по формуле (21-39) (стр. 70):

$$\sigma^2_{вос.мин} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|1-\Phi(j\omega)|^2 S_у(\omega)\,d\omega + N\int_{-\infty}^{\infty}|\Phi(j\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha^2+\omega^2} \times \left|\frac{j\omega}{j\omega+K}\right|^2 d\omega + N\Delta F_э.$$

Отсюда получаем:

$$\sigma^2_{вос.мин} = \frac{\sigma_0^2 T}{T+\tau_к} + \frac{N}{2T}.$$

Ошибка тем меньше, чем меньше дисперсии шума и сигнала, а также чем больше $\tau_к$. Последнее ясно физически: с увеличением $\tau_к$ входное воздействие становится более «узкополосным», более сосредоточенным в низкочастотной области. В результате этого оптимальная полоса сужается, а минимальная дисперсия падает. При широкополосном шуме, когда $\tau_к \ll T$,

$$\sigma^2_{вос.мин} \approx \sigma_0^2 + \frac{N}{2T}.$$

Расчет для приведенного ранее примера (стр. 79) $\sigma_0^2 = 100$ *ед*², $\tau_к = 20$ *сек*, $N = 0{,}01$ *ед*²/*гц* дает: $T = 3{,}16 \cdot 10^{-2}$ *сек*,

$$\sigma^2_{вос.мин} = \frac{100 \cdot 3{,}16 \cdot 10^{-2}}{20} + \frac{0{,}01}{2 \cdot 3{,}16 \cdot 10^{-2}} = 0{,}316 \text{ ед}^2.$$

Полученное значение дисперсии значительно меньше найденного ранее.

Синтез системы без учета физической возможности построения системы. Решение уравнения (21-51) находится очень просто, если снято условие физической возможности: $g(t) = 0$ при $t < 0$. Несмотря на то что получающаяся при этом передаточная функция не может быть реализована, рассмотрение решения уравнения при снятом ограничении представляет определенный практический интерес подобно тому, как это имеет место при рассмотрении прохождения импульсов через «идеальный» фильтр с П-образной амплитудно-частотной и линейной частотно-фазовой характеристикой (такой фильтр также физически невозможен).

Если при выводе уравнения (21-51) не требовать равенства нулю $g(t)$ при $t<0$, то уравнение, определяющее оптимальную весовую функцию, будет иметь вид:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) R_x(t-\tau)\, d\tau = R_{x_у,x}(t).$$

Оно отличается от уравнения (21-51) тем, что нижний предел интегрирования заменен на $-\infty$.

Решение этого уравнения легко получить следующим путем. Из уравнения следует, что $R_{x_у,x}$ можно рассматривать как некоторый выходной сигнал фильтра с весовой функцией $g(t)$ при условии, что на вход этого фильтра действует сигнал $R_x(t)$. Именно таким уравнением связаны входной и выходной сигналы фильтра. Спектральная функция (или преобразование Фурье) «сигнала» $R_{x_у,x}$ равна произведению частотной характеристики фильтра $\Phi_{ид}(j\omega)$ с весовой функцией $g(t)$ на спектральную функцию входного «сигнала» R_x. Следовательно, $\Phi_{ид}(j\omega)$ и будет искомой частотной характеристикой идеальной оптимальной системы. Учитывая, далее, что преобразование Фурье корреляционной функции R_x («сигнала» R_x) равно $S_x(\omega)$, а функции $R_{x_у,x}$ («сигнала» $R_{x_у,x}$) равно $S_{x_у,x}(\omega)$, получаем:

$$S_{x_у,x}(\omega) = \Phi_{ид}(j\omega) S_x(\omega)$$

или

$$\Phi_{ид}(j\omega) = \frac{S_{x_у,x}(\omega)}{S_x(\omega)}.$$

В случае статистической независимости входных воздействий

$$\Phi_{ид}(j\omega) = \frac{S_у(\omega)}{S_у(\omega) + S_п(\omega)}.$$

Это и есть искомая передаточная функция без учета физической возможности.

Найденная передаточная функция физически невозможна в силу предположений, сделанных при выводе формулы. Это также следует из того, что правая часть последней формулы является вещественной функцией для всех частот $-\infty < \omega < \infty$, — поскольку фазовый сдвиг для всех частот равен нулю. Несмотря на гипотетический характер такой передаточной функции, можно говорить о ее приближенной реализации.

Физический смысл функции $\Phi_{ид}(j\omega)$ можно иллюстрировать примером. Предположим, что спектральные плотности $S_у(\omega)$ и $S_п(\omega)$ частично перекрываются. Для тех областей, где уровень помехи мал ($S_п \ll S_у$), коэффициент передачи оптимальной системы близок к единице, т. е. сигнал передается почти без ослабления. Там, где велика помеха ($S_п \gg S_у$), $\Phi_{ид}(j\omega)$ получается малым, т. е. входной сигнал сильно ослабляется.

Минимальное значение дисперсии ошибки воспроизведения выражается соотношением

$$\sigma^2_{мин.ид} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{S_у(\omega) S_п(\omega)}{S_у(\omega) + S_п(\omega)}\, d\omega.$$

Полученная величина представляет собой теоретически возможный минимум ошибки, которая всегда меньше, чем найденная выше минимальная ошибка (21-54) физически возможной системы.

Пример. Продолжим рассмотрение примера на стр. 79 и вычислим дисперсию ошибки по последней формуле:

$$\sigma^2_{вос.ид} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N \cdot 2\alpha\sigma_0^2}{N\left(\alpha^2 + \omega^2\right) + 2\sigma_0^2 \alpha}\, d\omega = \frac{\sigma_0^2 \alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \frac{2\sigma_0^2 \alpha}{N}}}$$

Подставляя в эту формулу значения для рассматриваемого примера

$$\sigma_0^2 = 100\,ед^2;\quad \alpha = \frac{1}{\tau_к} = 0{,}05\ 1/сек;$$

$$N = 0{,}01\ ед^2/гц,$$

получаем:

$$\sigma^2_{вос.ид} \approx 0{,}158\,ед^2.$$

Найденное значение дисперсии в 2 раза меньше полученного ранее.

21-8. ДИСКРЕТНЫЕ (ИМПУЛЬСНЫЕ) ПРОЦЕССЫ И МЕТОДЫ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Основные понятия

Автоматические системы, характеризующиеся тем, что управляющие воздействия носят дискретный характер и поступают в систему не непрерывно, а периодически

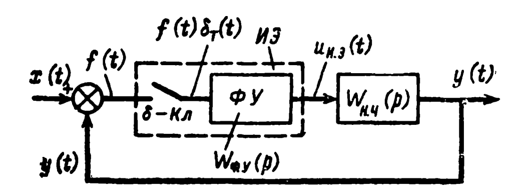


Рис. 21-72. Функциональная схема дискретной (импульсной) системы.

$x(t)$ — входное воздействие; $y(t)$ — выходная величина; $f(t) = x(t) - y(t)$ — рассогласование; *ИЭ* — импульсный элемент; $W_{н.ч}(p)$ — передаточная функция непрерывной части системы

в определенные дискретные моменты времени, разделенные паузами, называются **дискретными или импульсными системами**. Так, автоматические системы радиолокационных станций получают информацию только во время прихода отраженных от целей импульсов; в остальное время информация на вход не поступает.

В некоторых случаях даже при непрерывном поступлении управляющей информации в системе имеются устройства, которые преобразуют непрерывные сигналы в дискретные. Такое преобразование совершается всегда, когда в состав системы входит цифровая вычислительная машина. Выходные данные машины дискретны и квантованы по времени и величине (см. разд. 24).

Иногда в систему автоматического управления специально вводят устройство для преобразования непрерывных сигналов в дискретные. Это важно, например, в том случае, когда в состав системы автоматического управления входит многоканальная радиолиния с временным разделением каналов (см. разд. 27). Сигналы управления такой автоматической системы разделены паузами, во время которых по радиолинии передаются другие сигналы.

Функциональная схема импульсной системы в большинстве случаев может быть приведена к виду схемы на рис. 21-72. Сигнал рассогласования[1] $f(t) = x(t) - y(t)$ с помощью импульсного элемента *ИЭ* преобразуется в периодическую последовательность импульсов $u_{и.э}$, следующих с периодом $T_п$, модулированных по амплитуде или длительности сигналом $f(t)$. В дальнейшем рассматриваются только импульсы, модулированные по амплитуде (см. т. 1, § 11-12). Импульсное напряжение $u_{и.э}$ сглаживается в остальных элементах системы (непрерывной части), которые описываются передаточной функцией $W_{н.ч}(p)$. Непрерывный выходной сигнал $y(t)$ сравнивается в измерительном элементе со входным сигналом $x(t)$, в результате чего вырабатывается сигнал рассогласования $f(t) = x(t) - y(t)$. Если одиночный импульс описывается функцией $s(t)$, то последовательность импульсов на выходе *ИЭ* можно записать в виде

$$u_{и.э} = \sum_{n=0}^{\infty} s(t - nT_п)\, f(nT_п). \qquad (21\text{-}57)$$

Импульсный элемент удобно представить в виде двух устройств: δ-ключа (*δ-Кл*), который также называют идеальным импульсным элементом, и формирующего устройства *ФУ*. **Идеальный импульсный элемент** (*δ-Кл*) преобразует непрерывную функцию $f(t)$ в последовательность импульсов бесконечно малой длительности и бесконечной большой амплитуды (δ-импульсов), причем «площадь» каждого из них равна значению $f(nT_п)$ ($n = 0, 1, 2 \ldots$) функции $f(t)$ в дискретные равноотстоящие на период $T_п$ моменты времени (т. е. для $t = 0, T_п, 2T_п \ldots$). Иначе говоря, *δ-Кл* преобразует непрерывную функцию $f(t)$ в модулированную по закону $f(t)$ периодическую последовательность δ-функций (рис. 21-73), которую можно записать в виде

$$f^*(t) = f(t) \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT_п) = f(t)\,\delta_T(t),$$

где

$$\delta_T(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT_п).$$

Здесь звездочкой обозначена модулированная последовательность δ-функции (рис. 21-73). Для получения $f^*(t)$ в неко-

[1] Обозначение сигнала рассогласования $f(t)$ вместо принятого ранее $z(t)$ изменено, для того чтобы не спутать сигнал рассогласования с параметром специального преобразования, которое используется при анализе импульсных систем (см. ниже).

торый момент t необходимо просуммировать все δ-функции, предшествующие рассматриваемому моменту. Тогда выражение для $f^*(t)$ можно записать также в виде

$$f^*(t) = \sum_{n=0}^{k} f(t)\,\delta(t - nT_п),$$

где величина $k=[n/T_п]$ обозначает целую часть числа $t/T_п$.

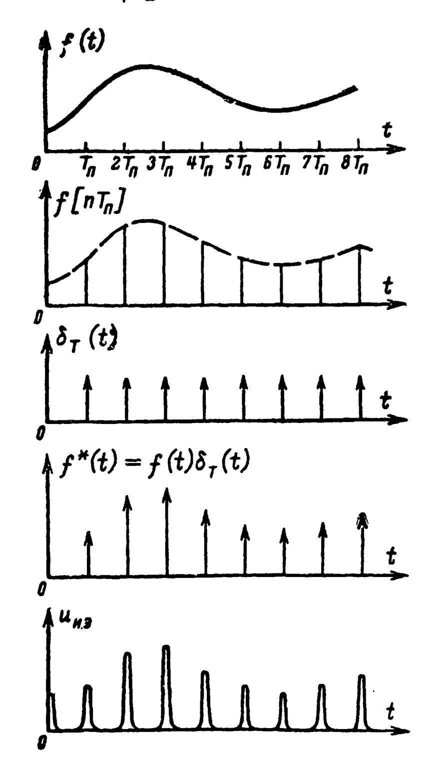


Рис. 21-73. Сигналы в отдельных элементах функциональной схемы импульсной системы.

$f(t)$ — сигнал рассогласования; $f[nT_п]$ — выборка значений $f(t)$ в точках $nT_п$ (n=0,1, 2, 3 ...) (решетчатая функция); $\delta_T(t)$ — функция — совокупность δ-функций в точках $nT_п$ (n=0, 1, 2 ...), каждая из которых обозначена стрелкой; $f^*(t)$ — модулированные по «площади» δ-функции по закону $f(t)$; $u_{н.э}$ — реальные импульсы, модулированные по амплитуде по закону $f[nT_п]$, n=0, 1 ...

Для того чтобы сочетание рассмотренного δ-ключа с линейно формирующим устройством было эквивалентно импульсному элементу, формирующему устройству нужно приписать способность преобразования значений f^* в ту последовательность импульсов с АИМ, которые имеются на выходе импульсного элемента *ИЭ* и каждый из которых описывается выражением $s(t - nT_п)f(nT_п)$.

Соответствующую этому требованию передаточную функцию $W_{ф.у}(p)$ формирующего устройства можно найти, если учесть, что на вход *ФУ* действует последовательность увеличенных в $f(nT_п)$ δ-функций, а на выходе *ФУ* образуется последовательность увеличенных в то же число $f(nT_п)$ раз функций $s(t)$. Так как передаточная и весовая функции связаны преобразованием Лапласа [соотношением (21-16), см. стр. 17], то

$$W_{ф.у}(p) = \int_0^\infty s(t)\,e^{-pt}\,dt.$$

Если передаточная функция *ФУ* выбрана согласно этому соотношению, то на выходе *ИЭ* образуется последовательность импульсов (21-57).

Рассмотренное представление импульсного элемента оказывается весьма удобным с точки зрения анализа импульсных систем.

Остальные элементы автоматической системы, включающие усилители, фильтры, цепи коррекции и другие неимпульсные элементы, объединены в одну цепь с передаточной функцией $W_{н.ч}(p)$.

При анализе систем передаточные функции $W_{ф.у}(p)$ и $W_{н.ч}(p)$ объединяются в одну передаточную функцию

$$W(p) = W_{ф.у}(p)\,W_{н.ч}(p).$$

К аналогичной схеме можно во многих случаях свести автоматическую систему с цифровой вычислительной машиной. Результаты вычислений выдаются машиной автоматически в соответствии с тактом ее работы, что соответствует периоду $T_п$ замыкания ключа.

Правда, результаты вычислений машины, кроме того, квантованы по уровню. Однако в большинстве практических случаев вследствие достаточно малого шага квантования с этой дискретностью можно не считаться, полагая, что выходная величина квантована только по времени.

Импульсные (дискретные) системы описываются уравнениями в конечных разностях, где аргумент (время) принимает только дискретные значения t=0, $T_п$, $2T_п$; простой заменой независимого переменного вводят нормированное время $\bar{t}=t/T_п$ и достигают того, что аргумент $\bar{t}$ уравнения в конечных разностях меняется на целое число, т. е. принимает целочисленные значения 0; 1; 2...

Для решения линейных уравнений в конечных разностях удобно использовать специальный аппарат дискретного преобразования Лапласа (и его модификации). Дискретное преобразование Лапласа в теории импульсных систем имеет такое же значение, как обычное преобразование Лапласа в непрерывных линейных системах автоматического регулирования.

Наряду со многими другими особенностями в дискретных системах могут наблюдаться явления, не свойственные системам непрерывного регулирования. Так, например, при некоторых значениях параметров

переходный процесс в дискретной системе может длиться конечное время (конечное число периодов $T_п$); дискретная система, состоящая из одного интегрирующего звена (или интегрирующего и инерционного звена) при определенных значениях параметров может потерять устойчивость, в то время как непрерывная система аналогичной структуры всегда устойчива и т. д. Однако при некоторых условиях дискретные системы подобны системам непрерывного регулирования, когда дискретная система без больших погрешностей может быть заменена эквивалентной непрерывной. Условия, при которых такая замена возможна, рассматриваются на стр. 121.

Решетчатые функции, дискретное преобразование Лапласа и z-преобразование

Пусть $f(t)$ — непрерывная функция времени (рис. 21-74, *а*), причем $f(t)=0$ при $t<0$. Тогда совокупность значений $\{f(0), f(T_п), f(2T_п), \ldots, f(nT_п)\}$, являющихся выборкой этой функции в точках $nT_п$ ($n=0, 1, 2\ldots$), называется **решетчатой функцией** (рис. 21-74, *б*) соответствующей исходной функции $f(t)$. Решетчатая функция отлична от нуля только в точках $nT_п$. Решетчатая функция обозначается $f[nT_п]$ или просто $f[n]$.

Смещенной решетчатой функцией $f[nT_п+\varepsilon T_п]=f[n, \varepsilon]$ называется последовательность $f(\varepsilon T_п)$, $f(T_п+\varepsilon T_п)$, $f(2T_п+\varepsilon T_п)$, ..., которая получается путем выборки значений функции $f(t)$ в точках[1], смещенных относительно точек $nT_п$ на величину части $\varepsilon T_п$ периода $T_п$, т. е. в точках $t=nT_п+\varepsilon T_п$, $n=0, 1, 2\ldots$ (причем $0\leqslant\varepsilon<1$ (рис. 21-74, *в*).

Если задана функция однозначная $f(t)$, то решетчатая функция $f[nT_п]$ и смещенная решетчатая функция $f[nT_п+\varepsilon T_п]$ определены однозначно. Обратное положение при фиксированном ε несправедливо: решетчатая функция не может полностью отобразить исходную функцию $f(t)$, поскольку ординаты в промежутках между точками $nT_п$ (или $n+\varepsilon T_п$) при задании $f[nT_п]$ остаются неопределенными (рис. 21-74, *а*) и одной и той же функции $f[nT_п]$ в общем случае соответствует бесчисленное множество функций $f(t)$.

Для характеристики решетчатых функций вводятся конечные разности, представляющие собой приращение этих функций за период $T_п$ и являющиеся в свою очередь решетчатыми функциями:

первая разность (разность первого порядка)

$$\Delta f[n] = f[(n+1)T_п] - f[nT_п];$$

вторая разность (разность второго порядка)

$$\Delta^2 f[n] = \Delta f[(n+1)T_п] - \Delta f[nT_п];$$

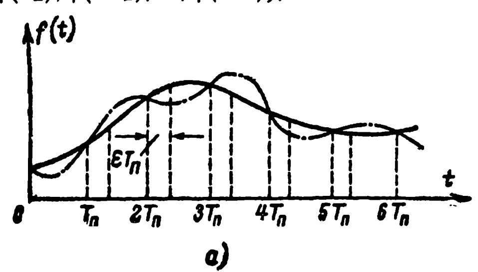
r-я разность (разность r-го порядка)

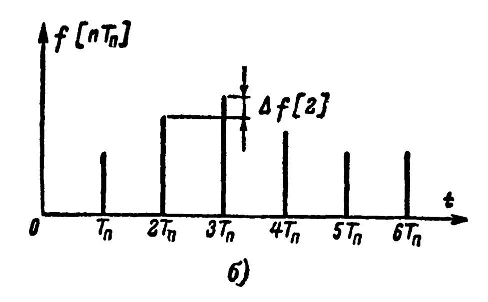
$$\Delta^r f[n] = \Delta^{r-1} f[(n+1)T_п] - \Delta^{r-1} f[nT_п]$$

и т. д.

Каждая из разностей может быть выражена через значения решетчатой функции:

$$\left.\begin{aligned} \Delta f[nT_п] &= f[(n+1)T_п] - \\ &\quad - f[nT_п]; \\ \Delta^2 f[nT_п] &= f[(n+2)T_п] - \\ &\quad - 2f[(n+1)T_п] + f[nT_п]; \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \Delta^r f[nT_п] &= \\ &= \sum_{\nu=0}^{r} (-1)^\nu C_r^\nu f[(n+r-\nu)T_п], \end{aligned}\right\} \quad (21\text{-}58)$$





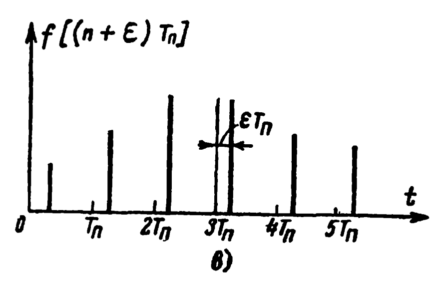


Рис. 21-74. Решетчатые функции.

$f(t)$ — исходная функция. Штрих-пунктирная линия соответствует другой функции $\varphi(t)$, имеющей ту же решетчатую функцию; $f[nT_п]$ — решетчатая функция для $f(t)$ и $\varphi(t)$; $f[(n+\varepsilon)T_п]$ — смещенная решетчатая функция для $f(t)$.

[1] Обозначением аргумента в квадратных скобках подчеркивается, что решетчатая функция определена только для дискретных моментов времени. Иногда для сокращения записи вместо $f[nT_п+\varepsilon T_п]$ будем записывать смещенные решетчатые функции $f[n, \varepsilon]$, опуская обозначение периода $T_п$.

где C_r^ν — число сочетаний из r по ν:

$$C_r^\nu = \frac{r!}{\nu!\,(r-\nu)!}.$$

Процессы в дискретных автоматических системах описываются уравнениями в конечных разностях, куда входят функции $f[nT_п]$ и соответствующие разности $\Delta^r f[nT_п]$.

Линейные разностные уравнения связывают искомую решетчатую функцию $f[nT_п]$ и ее разности с заданной решетчатой функцией $\varphi[nT_п]$. Они записываются в двух формах.

Форма первая:

$$a_0\Delta^r f[nT_п] + a_1\Delta^{r-1} f[nT_п] + \ldots + a_{r-1}\Delta f[nT_п] + a_r f[nT_п] = \varphi[nT_п].$$

Форма вторая:

$$b_r f[n+r)T_п] + b_{r-1} f[n+r-1)T_п] + \ldots + b_0 f[nT_п] = \varphi[nT_п].$$

Для перехода от первой формы ко второй пользуются соотношениями (21-58). По второй форме определяется порядок r уравнения в конечных разностях.

Общее решение уравнения в конечных разностях складывается из общего решения однородного уравнения (соответствующего $\varphi[nT_п]=0$) и частного решения. Первое записывается в виде

$$f\left[nT_п\right] = c_1\lambda_1^n + c_1\lambda_2^n + \cdots + c_r\lambda_r^n, \tag{21-59}$$

где c_1, $c_2, \ldots, c_r$ — произвольные постоянные, определяемые с учетом начальных условий $f[0]=f_0$, $f[T_п]=f_1, \ldots, f[rT_п]=f_r$, а λ_1, $\lambda_2, \ldots, \lambda_r$ — корни характеристического уравнения:

$$b_r\lambda^r + b_{r-1}\lambda^{r-1} + \ldots + b_0 = 0. \tag{21-60}$$

Частное решение находится методом, аналогичным методу вариации произвольных постоянных в теории линейных дифференциальных уравнений[1] или методом неопределенных коэффициентов (см. т. 1, § 1-9, а также [Л. 24]).

Процедуру нахождения решений уравнений в конечных разностях можно упростить, используя дискретное преобразование Лапласа и его модификации (см. стр. 97).

Спектры решетчатых функций. Спектральная функция $s^*(j\omega)$ решетчатой функции связана со спектральной функцией $s(j\omega)$ исходной функции $f(t)$, из которой образована решетчатая функция $f[nT_п]$ соотношением [Л. 16, 14]:

$$s^*(j\omega) = \frac{1}{T_п}\sum_{\nu=-\infty}^{\infty} s[j(\omega+\nu\omega_п)] + \frac{1}{2}f(0), \tag{21-60а}$$

где

$$f(0) = \frac{1}{2}[\lim_{\varepsilon\to 0+} f(\varepsilon) + \lim_{\varepsilon\to 0-} f(\varepsilon)];$$

$$\omega_п = \frac{2\pi}{T_п}.$$

При $f(0)=0$

$$s^*(j\omega) = \frac{1}{T_п}\sum_{\nu=-\infty}^{\infty} s[j(\omega+\nu\omega_п)].$$

Комплексный спектр решетчатой функции получается суммированием смещенных по оси частот спектральных функций огибающей на величину $\nu\omega_п$ ($\nu=0$ ± 1, $\pm 2\ldots$).

Для нормированных по времени функций, т. е. для функций аргумента $\bar{t}=t/T_п$ и $f(0)=0$,

$$s^*(j\bar{\omega}) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} s[j(\bar{\omega}+2\pi\nu)];$$

где $\bar{\omega}$ — нормированная частота: $\bar{\omega}=\omega T_п = 2\pi f T_п$.

На рис. 21-75 изображено суммирование вещественных составляющих $\mathrm{Re}\, s^*(j\omega)$ спектра для двух случаев: когда ширина спектра ω_c (т. е. ширина кривой $\mathrm{Re}\, s$ на некотором уровне l) огибающей существенно меньше (рис. 21-75, *а*) и существенно больше (рис. 21-75, *б*) удвоенной круговой частоты повторения импульсов $2\omega_п = 2\frac{2\pi}{T_п}$. Если решетчатый сигнал со спектром $s^*(j\omega)$ пропустить через полосовой фильтр с полосой пропускания, несколько меньшей $2\omega_п$, то для случая, соответствующего рис. 21-75, *а* на выходе фильтра образуется огибающая $f(t)$. Отсюда следует, что сигнал с полосой ω_c, более узкой, чем $2\omega_п$, полностью определяется решетчатой функцией с периодом $T_п$, т. е. значениями, отстоящими на интервал, равный $2\pi/\omega_п$.

Это является еще одной иллюстрацией теоремы Котельникова (см. т. 1, стр. 95), согласно которой функция со спектром, имеющим ширину $\Delta f_c = \omega_c/2\pi$, определяется конечным числом значений, отстоящих на время $\Delta t = \frac{2}{\Delta f_c} = \frac{2(2\pi)}{\omega_c}$. Но период $T_п$ при $\omega_п > \omega_c/2$ будет меньше Δt и, следовательно, функция $f(t)$ полностью определяется значениями в точках $nT_п$.

Так как для большинства сигналов, встречающихся в автоматике, максимум $|s(j\omega)|$ располагается в области нулевой частоты, спектр решетчатой функции имеет максимумы на частотах, кратных $\omega_п$.

Необходимо, далее отметить, что решетчатая функция не определяет исходную функцию полностью и спектр исходной функции в общем случае нельзя восстано-

[1] Формула (21-59) справедлива в случае отсутствия в уравнении (21-60) кратных корней [Л. 14, 24].

вить, располагая спектром образованной из нее решетчатой функции.

Дискретное преобразование Лапласа. Дискретным преобразованием Лапласа $L^*\{f[nT_п]\}$ решетчатой функции $f[nT_п]$ называется бесконечная сумма

$$L^*\{f[nT_п]\} = F^*(p) = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п]\,e^{-nT_п p}. \qquad (21\text{-}61)$$

Здесь p — некоторое комплексное переменное, $p=\alpha+j\beta$, называемое параметром преобразования.

Если для функции $f[nT_п]$ ввести безразмерное время $\bar{t}=t/T_п$, то функция $f[nT_п]$ превращается в функцию целочисленного аргумента $f[n]$, для которой дискретное преобразование Лапласа вводится соотношением

$$L^*\{f[n]\} = F^*(q) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n]\,e^{-nq},$$

где $q=pT_п$.

Функцию $f[n]$ и ее преобразование $L^*\{f[n]\}$ называют нормированными. Обозначая $z=e^{pT_п}=e^q$, т. е. вводя такое преобразование комплексной переменной p (или q) запишем равенство (21-61) в виде

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п]\,z^{-n}, \qquad (21\text{-}62)$$

которое носит название *z*-преобразования решетчатой функции $f[nT_п]$ и обозначается через $Z\{f[nT_п]\}$. Следовательно, *z*-преобразованием решетчатой функции $f[nT_п]$ называется бесконечная сумма (21-62), в которой z — комплексное число, являющееся параметром преобразования. Каждой решетчатой функции $f[nT_п]$ равенством (21-62) ставится в соответствие единственная функция $F(z)$ комплексного переменного z.

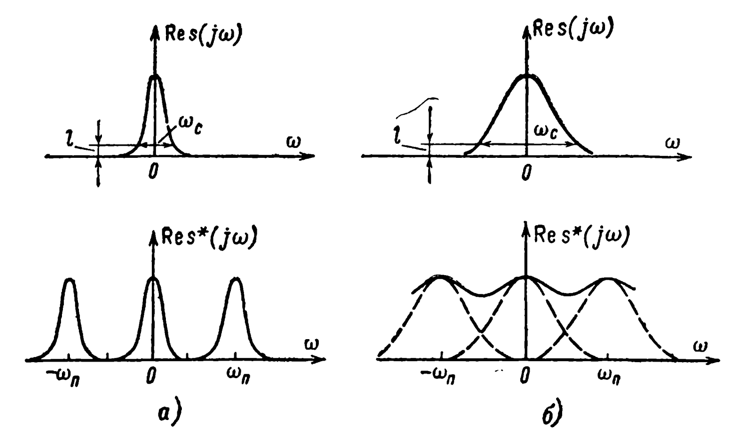


Рис. 21-75. Вещественные спектры исходной Re $s(j\omega)$ и решетчатой Re $s^*(j\omega)$ функций.

а — для $\omega_c<2\omega_п$; *б* — для $\omega_c>2\omega_п$, ω_c — ширина спектра исходной функции $f(t)$ на уровне l; $\omega_п=2\pi/T_п$ — угловая частота повторения импульсов.

Аналогичными выражениями определяется дискретное преобразование Лапласа и *z*-преобразование для смещенных решетчатых функций (при фиксированных значениях ε):

$$F^*(p,\varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} f[(n+\varepsilon)T_п]\,e^{-pnT_п} \qquad (21\text{-}63)$$

$$F(z,\varepsilon) = Z\{f(n+\varepsilon)T_п\} = \sum_{n=0}^{\infty} f[(n+\varepsilon)T_п]\,z^{-n},$$

где $0\leqslant\varepsilon<1$.

Последнее соотношение называется модифицированным *z*-преобразованием и обозначается также символом Z_ε:

$$F(z,\varepsilon) = Z_\varepsilon\{f(t)\}.$$

Для большинства встречающихся в практике функций $f(t)$ всегда можно выбрать такую величину $\alpha=\alpha_0$, что при всех $\mathrm{Re}\,p>\alpha_0$ ряды (21-61)—(21-63) будут сходиться абсолютно и равномерно.

В практике приходится встречаться с функциями, которые терпят разрыв в точках $nT_п$ ($n=0$, 1 ...). В этом случае (рис. 21-76) различают значения решетчатых функций:

в точках разрыва

$$f(t)\,|_{t=nT_п} = f[nT_п] = f(n,0);$$

в предельных точках справа

$$f(t)\,|_{t=}\lim_{\varepsilon\to 0+} f(n+\varepsilon T_п) = f[(n,0+)T_п] = f(n,0+);$$

в предельных точках слева

$$f(t)\,|_{t=}\lim_{\varepsilon\to 0-} f(n+\varepsilon T_п) = f[(n,0-)T_п] = f(n,0-).$$

В точках разрыва, где значения функции равны $f(n,0)$ (кружки на рис. 21-76),

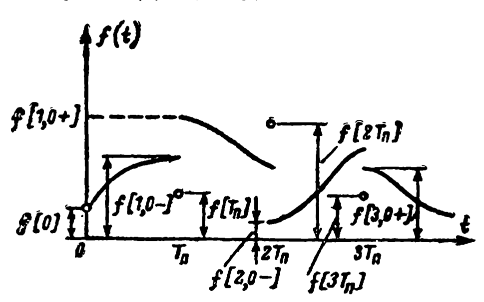


Рис. 21-76. Разрывная решетчатая функция.

z-преобразование определяется обычным образом:

$$Z\{f(n,0)\} = Z\{f[nT_п]\} = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п]\,z^{-n} = F(z). \qquad (21\text{-}64)$$

Для модифицированного z-преобразования $Z_\varepsilon\{f(t)\}$ в точках разрыва справа и слева справедливы следующие соотношения [Л. 15]

$$Z_\varepsilon\{f(t)\,|_{0+}\} = Z\{f(n,0+)\} = \lim_{\varepsilon\to 0+} F(z,\varepsilon) = F(z,0+); \qquad (21\text{-}65)$$

$$Z_\varepsilon\{f(t)\,|_{0-}\} = Z\{f(n,0-)\} = z^{-1}\lim_{\varepsilon\to 1-} F(z,\varepsilon) = z^{-1}F(z,1), \qquad (21\text{-}66)$$

где

$$F(z,\varepsilon) = Z_\varepsilon\{f(t)\}.$$

Таким образом, z-преобразование в точке разрыва справа равно модифицированному преобразованию при $\varepsilon=0$, а слева — произведению z^{-1} на модифицированное z-преобразование $F(z, 1)$.

Существуют обширные таблицы z-преобразований (дискретных преобразований Лапласа) и модифицированных z-преобразований (см., например, [Л. 14 и 16].

Наиболее употребительные модифицированные z-преобразования и z-преобразования функций приведены в табл. 21-9.

Одновременно в таблице приводятся обычные преобразования Лапласа $F(p)$ исходных функций времени.

Дискретные преобразования Лапласа для нормированного времени получаются из таблиц z-преобразований путем замены $z=e^{pT_п}$ при $T_п=1$.

В некоторых источниках модифицированное z-преобразование определяется как $G_\varepsilon(z, \varepsilon)=z^{-1}\sum_{k=0}^{\infty} f(kT+\varepsilon T)z^{-n}$ и, следовательно, отличается от приведенного выше (21-63) множителем z^{-1}. Это нужно учитывать при пользовании такими таблицами [см. например, [Л. 16], имея в виду, что здесь $Z_\varepsilon(z, \varepsilon)=G(z, \varepsilon)z$].

Пример 1. Найти дискретное преобразование Лапласа (z-преобразование) решетчатой функции ступенчатого сигнала $f[nT_п]=A$ (где A — постоянная величина), образованного из функции $f(t)=A1(t)$ (здесь $1(t)$ — единичная функция).

Для дискретного преобразования Лапласа

$$L^*\{f[nT_п]\} = \sum_{n=0}^{\infty} Ae^{-npT_п} = A\left[1+e^{-pT_п}+e^{-2pT_п}+\dots\right].$$

Произведя суммирование, получим:

$$L^*\{f[nT_п]\} = F^*(p) = A\frac{e^{-pnT_п}}{e^{-pnT_п}-1}$$

и

$$F(z) = A\frac{z}{z-1}.$$

Ряд сходится при $|z|>1$, т. е. для $\operatorname{Re} p>0$.

Пример 2. Найти z-преобразования решетчатой функции, образованной из единичной функции $1(t)$, которой в точке $t=0$ приписывается значение 0,5:

$$f(t) = \begin{cases} 0{,}5, & t=0; \\ 1, & t>0; \\ 0, & t<0. \end{cases}$$

Вычислим z-преобразования в точке $t=0$. По формуле (21-64) сразу получаем:

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п]\,z^{-n} = f(0)\,z^0 + f[T_п]\,z^{-1} + f[2T_п]\,z^{-2} + \dots = 0{,}5 + \sum_{n=1}^{\infty} z^{-n} = 0{,}5 + \frac{z^{-1}}{z^{-1}-1} = \frac{0{,}5(z+1)}{z-1}.$$

Вычислим z-преобразование функции $f(t, 0+)$:

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п]\,z^{-n} = f(0+) + f[1]\,z^{-1} + f[2]\,z^{-2} + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} z^{-n} = \frac{z}{z-1}.$$

Таблица 21-9

Модифицированные z-преобразования и z-преобразования функций

$g(t)$	$W(p)$	$W(z, \varepsilon)$	$W(z)$
$\delta(t - kT_п)$	$e^{-kT_п p}$	$z^{\varepsilon - k}$	z^{-k}
$1(t)$	$\frac{1}{p}$	$\frac{z}{z-1}$	$\frac{z}{z-1}$
t	$\frac{1}{p^2}$	$z\left[\frac{\varepsilon T_п}{z-1} + \frac{T_п}{(z-1)^2}\right]$	$\frac{T_п z}{(z-1)^2}$
$\frac{t^2}{2!}$	$\frac{1}{p^3}$	$\frac{T_п^2 z}{2}\left[\frac{\varepsilon^2}{z-1} + \frac{2\varepsilon+1}{(z-1)^2} + \frac{2}{(z-1)^3}\right]$	$\frac{T_п^2 z(z+1)}{2(z-1)^3}$
e^{-at}	$\frac{1}{p+a}$	$\frac{ze^{-a\varepsilon T_п}}{z - e^{-aT_п}}$	$\frac{z}{z - e^{-aT_п}}$
te^{-at}	$\frac{1}{(p+a)^2}$	$\frac{zT_п e^{-a\varepsilon T_п}\left[e^{-aT_п} + \varepsilon\left(z - e^{-aT_п}\right)\right]}{\left(z - e^{-aT_п}\right)^2}$	$\frac{T_п z e^{-aT_п}}{\left(z - e^{-aT_п}\right)^2}$

Продолжение

$g(t)$	$W(p)$	$W(z,\varepsilon)$	$W(z)$
$\frac{t^k}{k!}e^{-at}$	$\frac{1}{(p+a)^{k+1}}$	$z\frac{(-1)^k}{k!}\frac{\partial^k}{\partial a^k}\left[\frac{e^{-a\varepsilon T_п}}{z-e^{-aT_п}}\right]$	$\frac{(-1)^k}{k!}\frac{\partial^k}{\partial a^k}\left(\frac{z}{z-e^{-aT_п}}\right)$
$1-e^{-at}$	$\frac{a}{p(p+a)}$	$\frac{z}{z-1}-\frac{ze^{-a\varepsilon T_п}}{z-e^{-aT_п}}$	$\frac{z\left(1-e^{-aT_п}\right)}{(z-1)\left(z-e^{-aT_п}\right)}$
$t-\frac{1-e^{-at}}{a}$	$\frac{a}{p^2(p+a)}$	$\frac{zT_п}{(z-1)^2}+z\frac{\varepsilon T_п-\frac{1}{a}}{z-1}+\frac{ze^{-a\varepsilon T_п}}{a\left(z-e^{-aT_п}\right)}$	$\frac{T_п z}{(z-1)^2}-\frac{z\left(1-e^{-aT_п}\right)}{a(z-1)\left(z-e^{-aT_п}\right)}$
$\sin\omega_0 t$	$\frac{\omega_0}{p^2+\omega_0^2}$	$\frac{z^2\sin\varepsilon_0\omega_0 T_п+z\sin(1-\varepsilon)\omega_0 T_п}{z^2-2z\cos\omega_0 T_п+1}$	$\frac{z\sin\omega_0 T_п}{z^2-2z\cos\omega_0 T_п+1}$
$\cos\omega_0 t$	$\frac{p}{p^2+\omega_0^2}$	$\frac{z^2\cos\varepsilon\omega_0 T_п-z\cos(1-\varepsilon)\omega_0 T_п}{z^2-2z\cos\omega_0 T_п+1}$	$\frac{z(z-\cos\omega_0 T_п)}{z^2-2z\cos\omega_0 T_п+1}$
$1+\frac{b}{a-b}e^{-at}-\frac{a}{a-b}e^{-bt}$	$\frac{ab}{p(p+a)(p+b)}$	$\frac{z}{z-1}+\frac{zbe^{-a\varepsilon T_п}}{(a-b)\left(z-e^{-aT_п}\right)}-\frac{zae^{-b\varepsilon T_п}}{(a-b)\left(z-e^{-bT_п}\right)}$	$\frac{z}{z-1}+\frac{bz}{(a-b)\left(z-e^{-aT_п}\right)}-\frac{az}{(a-b)\left(z-e^{-bT_п}\right)}$

Этот случай соответствует примеру 1 при $A=1$.

Вычислим z-преобразование функции $f(t, 0-)$

$$Z\{f(t,0-)\} = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п] z^{-1} =$$
$$= f(0) z^0 + f[1] z^{-1} + f[2] z^{-2} + \dots = 0 +$$
$$+ z^{-1} + z^{-2} + \dots = \frac{1}{z-1}.$$

Найдем далее модифицированное z-преобразование для $\varepsilon>0$:

$$Z_\varepsilon \{f(t)\} = F(z,\varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} f[(n+\varepsilon) T_п] z^{-n} =$$
$$= 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots = \frac{z}{z-1}.$$

Теперь легко убедиться в справедливости соотношений (21-65) и (21-66). Действительно, согласно (21-65)

$$Z_\varepsilon \{f(t, 0+)\} = \frac{z}{z-1},$$

что совпадает с найденным непосредственным вычислением. Согласно (21-66)

$$Z_\varepsilon \{f(t, 0-)\} \doteq z^{-1} F(z, 1) =$$
$$= z^{-1} \frac{z}{z-1} = \frac{1}{z-1},$$

что также совпадает с найденным непосредственным вычислением.

Пример 3. Найти z-преобразование решетчатой функции $f[nT_п]=e^{-anT_п}$, образованной из экспоненты $f(t)=e^{-at}$:

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-anT_п} z^{-n} = 1 + z^{-1} e^{-aT_п} +$$
$$+ z^{-2} e^{-2aT_п} + \dots = \frac{z}{z-e^{-aT_п}}; \ |z| > e^a.$$

Пример 4. Найти модифицированное z-преобразование решетчатой функции $f[nT_п]=e^{-anT_п}$. Поскольку нет специальных оговорок, предполагается, что $f(t)=0$, $t<0$ и $f(t)=1$ для $t=0$. Таким образом, для модифицированного z-преобразования получаем:

$$F(z, \varepsilon) = Z\{f[(n+\varepsilon) T_п]\} =$$
$$= \sum_{n=0}^{\infty} e^{-a(n+\varepsilon) T_п} z^{-n} =$$
$$= e^{-a\varepsilon T_п} \sum_{n=0}^{\infty} e^{-anT_п} z^{-n} =$$
$$= \frac{z e^{-a\varepsilon T_п}}{z-e^{-anT_п}}.$$

Далее вновь легко убедиться в справедливости формул (21-65) и (21-66). Например, если $f(t)$ определить так:

$$f(t, 0-) = \begin{cases} e^{-at}, & t>0; \\ 0, & t \leqslant 0, \end{cases}$$

т. е. при $t=0$ приписать функции значение, равное нулю, то для z-преобразования $f(t, 0-)$ находим:

$$Z\{f(t, 0-)\} = \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п] z^{-n} =$$
$$= 0 z^0 + e^{-aT_п} z^{-1} + e^{-2aT_п} z^{-2} +$$
$$+ e^{-3aT_п} z^{-3} + \dots = \frac{z}{z-e^{-aT_п}} - 1 =$$
$$= \frac{e^{-aT_п}}{z-e^{-aT_п}}.$$

В то же время по формуле (21-66) получаем:

$$Z\{f(t, 0-)\} = z^{-1} F(z, 1) =$$
$$= z^{-1} \frac{z e^{-aT_п}}{z-e^{-anT_п}} = \frac{e^{-aT_п}}{z-e^{-anT_п}}.$$

Оба результата совпадают.

Дискретное преобразование Лапласа имеет наглядную связь с обычным преобразованием Лапласа. Пусть задана функция $f(t)$ (причем $f(t)=0$, $t<0$), которой соответствует решетчатая функция $f[nT_п]$. Образуем произведение $f^*(t)=f(t)\delta_T(t)$ (см. стр. 85), где

$$\delta_T(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t-nT_п)$$

— последовательность δ-функций, расположенных в точках 0, $T_п$, $2T_п$ ... (рис. 21-73,*в*).

Функцию $f^*(t)$ можно рассматривать как результат «широтной» модуляции сигналом $f(t)$ последовательности δ-функций.

Тогда дискретное преобразование Лапласа решетчатой функции $f[nT_п]$ является обычным преобразованием Лапласа функции $f^*(t)$. Действительно,

$$L\{f^*(t)\} = L\{f(t)\delta_T(t)\} =$$
$$= L\left\{\sum_{n=0}^{\infty} f(t)\delta(t-nT_п)\right\} =$$
$$= \sum_{n=0}^{\infty} L\{f(t)\cdot\delta(t-nT_п)\} =$$
$$= \sum_{n=0}^{\infty} f[nT_п] e^{-pnT_п} = Z\{f[nT_п]\} = F^*(p).$$

Отсюда также следует, что z-преобразование функции $f[nT_п]$ можно рассматривать

как обычное преобразование Лапласа функции $f^*(t)$ с заменой p величиной $\frac{1}{T_п}\ln z$:

$$F(z) = L\{f^*(t)\} = F^*(p)|_{p=\frac{1}{T_п}\ln z}.$$

Обратное дискретное преобразование Лапласа и обратное z-преобразование. Обратное преобразование состоит в нахождении исходной решетчатой функции $f[nT_п]$ (оригинала) по заданному изображению. Обычно на практике обратное z-преобразование или дискретное преобразование Лапласа находится, например, из табл. 21-9.

В частном случае, когда z-преобразование удается представить в виде ряда (21-62) по степеням z, обратное преобразование записывается сразу, поскольку коэффициенты этого ряда и являются значениями исходной решетчатой функции в точках $nT_п$; следовательно, обратное преобразование (оригинал) записывается как $f[nT_п]$.

Пример. Пусть

$$F(z) = 1 + z^{-1}e^{a} + z^{-2}e^{2a} + \dots$$
$$\dots + z^{-r}e^{na} + \dots$$

Исходная решетчатая функция является общим членом ряда и, следовательно, $f[nT_п] = e^{an}$.

В общем случае обратные преобразования могут быть найдены с помощью следующих формул:

а) Исходная решетчатая функция является суммой вычетов функции $F(z)z^{n-1}$ относительно полюсов z_k:

$$f[nT_п] = \sum_{z_k} \operatorname{Res}\left[z^{n-1}F(z)\right]_{z_k}.$$

б) Решетчатая функция выражается через дискретное преобразование Лапласа формулой

$$f[nT_п] = \frac{1}{2\pi j}\int_{\Gamma_0} F(z)z^{(n-1)T_п}dz,$$

причем Γ_0 представляет собой окружность плоскости z такого радиуса, что внутри нее лежат все полосы функции $F(z)$. Последними формулами в связи с наличием достаточно обширных таблиц приходится пользоваться сравнительно редко, главным образом при теоретических исследованиях.

Основные теоремы z-преобразования

Теоремы сформулированы для z-преобразования при $\varepsilon=0$. Однако, если это не оговорено, они справедливы и для модифицированного z-преобразования при постоянной величине ε. При этом все решетчатые функции записываются в виде $f[(n+\varepsilon)T_п]$, а их z-преобразования $F(z, \varepsilon)$. Там, где необходимо, для модифицированных z-преобразований делаются оговорки.

1. Теорема линейности

Если $f(t) = \sum_{k+1}^{m} C_k f_k(t)$, то $F(z) = \sum_{k=1}^{m} C_k F_k(z)$, где $F_k(z)$ — z-преобразование функций $f_k[nT_п]$, а C_k — постоянные величины.

Пример. Вычислить z-преобразование функции $f(t)=A\cos\omega t$. Представим $f(t)$ в виде

$$f(t) = A\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$$

и образуем решетчатую функцию

$$f[nT_п] = A\cos\omega nT_п = A\frac{e^{j\omega nT_п} + e^{-j\omega nT_п}}{2} =$$
$$= A\frac{e^{anT_п} + e^{-anT_п}}{2},$$

где $a=j\omega$.

Так как для решетчатых функций $e^{anT_п}$ и $e^{-anT_п}$ z-преобразования равны соответственно (см. пример на стр. 93):

$$\frac{z}{z-e^{aT_п}} \text{ и } \frac{z}{z-e^{-aT_п}},$$

то z-преобразование функции $f[nT_п]$:

$$Z\{f[nT_п]\} = Z\{A\cos n\omega T_п\} =$$
$$= \frac{A}{2}\left[\frac{z}{z-e^{+j\omega T_п}} + \frac{z}{z-e^{-j\omega T_п}}\right] =$$
$$= A\frac{z^2 - z\cos\omega T_п}{z^2 - 2z\cos\omega T_п + 1}.$$

Аналогично для $f(t)=A\sin\omega t$ найдем:

$$Z\{A\sin\omega T_п\} = A\frac{z\sin\omega T_п}{z^2 - 2z\cos\omega T_п + 1}. \quad (21\text{-}67)$$

2. Теорема о смещении аргумента в области оригиналов (времени)

Если $F(z)=Z\{f[nT_п]\}$, то при смещении аргумента функции $f(t)$ ровно на r периодов в сторону запаздывания

$$Z\{f[(n-r)T_п]\} = z^{-r}F(z).$$

При этом предполагается, что $f(t-\tau)\equiv 0$, $t<\tau$. Смещение независимой переменной в сторону запаздывания на r периодов соответствует умножению z-преобразования на z^{-r}.

В случае смещения на r периодов в сторону опережения

$$Z\{f[(n+r)T_п]\} = z^r F(z) - \sum_{\nu=0}^{r-1} z^{r-\nu} f(\nu).$$

Если $f(\nu)=0$, $\nu=0, 1, ..., r-1$, то аналогично предыдущему

$$Z\{f[(n+r)T_п]\} = z^r F(z).$$

3. Теорема об умножении оригинала на $e^{-anT_п}$ (или исходной функции времени на e^{-at})

Если $Z\{f[(n+\varepsilon)T_п]\}=F(z, \varepsilon)$, то z-преобразование от решетчатой функции $e^{-anT_п} f[nT_п]$, полученной из непрерывной функции $\varphi(t)=e^{-at}f(t)$, будет равно:

$$Z\left\{e^{-anT_п} f[(n+\varepsilon)]T_п\right\} = e^{aT_п\varepsilon} F\left(ze^{aT_п}, \varepsilon\right).$$

В частности, при $\varepsilon=0$

$$Z\left\{e^{-anT_п} f[nT_п]\right\} = F\left(ze^{aT_п}\right),$$

т. е. умножение аргумента на e^{-at} соответствует умножению показателя преобразования на $e^{aT_п}$.

Пример. Найти z-преобразование от решетчатой функции, образованной из функции $\varphi(t)=Ae^{-at}\sin\omega t$.

Образуем решетчатую функцию $\varphi[nT_п]=Ae^{-anT_п}\sin\omega nT_п$. Используя формулу (21-67) для z-преобразования синусоидальной функции и теорему 3, сразу запишем:

$$Z\left\{Ae^{-anT_п}(\sin\omega nT_п)\right\} = A\frac{ze^{aT_п}\sin\omega T_п}{z^2e^{2aT_п} - 2e^{aT_п}z\cos\omega T_п + 1} = A\frac{ze^{-aT_п}\sin\omega T_п}{z^2 - 2e^{-aT_п}z\cos\omega T_п + e^{-2aT_п}}.$$

4. Теорема о преобразовании разностей

Для первой разности:

$$Z\{\Delta f[nT_п]\} = (z-1)F(z) - zf(0).$$

Для второй разности:

$$Z\{\Delta^2 f[nT_п]\} = (z-1)^2F(z) - z(z-1)f(0) - z\Delta f(0).$$

Для третьей разности:

$$Z\{\Delta^3 f[nT_п]\} = (z-1)^3F(z) - z(z-1)^2f(0) - z(z-1)\Delta f(0) - z\Delta^2 f(0).$$

Для r-й разности:

$$Z\left\{\Delta^r f[nT_п]\right\} = (z-1)^r F(z) - z(z-1)^{r-1}f(0) - z(z-1)^{r-2}\Delta f(0) - \dots - z(z-1)\Delta^{r-2}f(0) - z\Delta^{r-1}f(0) = (z-1)^r F(z) - z\sum_{\nu=0}^{r-1}(z-1)^{r-\nu-1}\Delta^\nu f(0).$$

В случае, когда $f(0)=\Delta f(0)=\Delta^2 f(0)= ... \Delta^{r-1}f(0)=0$, т. е. все разности до $r-1$ порядка включительно при $n=0$ равны нулю (нулевые начальные условия), формула (для r-й разности) принимает простой вид:

$$Z\{\Delta^r f[nT_п]\} = (z-1)^r F(z).$$

В этом случае нахождение изображения от разности r-го порядка сводится к умножению изображения функции на $(z-1)^r$.

Пример 1. Произвести z-преобразование линейного уравнения в конечных разностях:

$$a_0\Delta^r f[nT_п] + a_1\Delta^{r-1}f[nT_п] + \dots + a_r f[nT_п] = \varphi[nT_п] \qquad (21\text{-}68)$$

для нулевых начальных условий:

$$f[0] = \Delta f[0] = \Delta^2 f[0] = \dots = \Delta^{r-1}f[0] = 0.$$

В соответствии со сформулированной теоремой получаем:

$$[a_0(z-1)^r + a_1(z-1)^{r-1} + \dots + a_r]F(z) = \Phi(z),$$

где

$$F(z) = Z\{f[nT_п]\},$$

$$\text{а } \Phi(z) = Z\{\varphi[nT_п]\}.$$

Отсюда для z-преобразования искомой функции $F(z)$ сразу находим:

$$F(z) = \frac{\Phi(z)}{a_0(z-1)^r + a_1(z-1)^{r-1} + \dots + a_r}. \qquad (21\text{-}69)$$

Для определения решетчатой функции $f[nT_п]$, являющейся решением уравнения (21-68), достаточно найти оригинал от (21-69).

Пример 2. Найти дискретное преобразование Лапласа линейно нарастающей функции $f[nT_п]=KnT_п$. Для решения задачи удобно воспользоваться формулой определения разностей (21-58). Найдем:

$$\Delta f[nT_п] = K(n+1)T_п - KnT_п;$$

$$\Delta^2 f[nT_п] = KT_п - KT_п = 0.$$

Используя формулу о z-преобразованиях разностей, запишем:

$$Z\{\Delta^2 f[nT_п]\} = 0 = (z-1)^2F(z) - z(z-1)f(0) - z\Delta f(0).$$

Так как $f(0)=0$, а $\Delta f(0)=KT_п$, получим:

$$0 = (z-1)^2F(z) - zKT_п,$$

откуда для искомого z-преобразования получаем:

$$Z\{f[nT_п]\} = F(z) = K\frac{T_п z}{(z-1)^2}.$$

5. Теорема об изображении конечной суммы

Пусть

$$Z\{f[nT_п]\} = F(z).$$

Тогда z-преобразование конечной суммы n слагаемых

$$\psi[nT_п] = \sum_{\nu=0}^{n} f[\nu T_п] = f[0] + f[T_п] + \dots + f[nT_п]$$

равно:

$$Z\{\psi[nT_п]\} = \frac{z}{z-1} F(z)$$

для $|z| > 1$.

Пример. Найти z-преобразование суммы $\varphi(n) = f[0] + f[1] + \dots + f[n-1]$, если известно, что $Z\{f[nT_п]\} = F(z)$.

Дополним сумму членом $f[n]$, т. е. запишем:

$$f[0] + f[1] + \dots + f[n-1] + f[n] = \varphi[n] + f[n] = \psi[n].$$

Применяя сформулированную теорему, получаем:

$$Z\{\psi[n]\} = Z\{\varphi[n]\} + Z\{f[n]\} = \frac{z}{z-1} F(z) = Z\{\varphi[n]\} + F(z).$$

Отсюда находим:

$$Z\{\varphi[n]\} = \frac{z}{z-1} F(z) - F(z) = \frac{1}{z-1} F(z).$$

Следовательно:

$$Z\left\{\sum_{\nu=0}^{n-1} f[\nu T_п]\right\} = \frac{1}{z-1} F(z).$$

6. Теорема о начальном и конечном значениях решетчатых функций

По заданному z-преобразованию можно найти начальные ($n=0$) и конечные ($n \to \infty$) значения решетчатых функций:

а) $\lim_{n\to 0} f[nT_п] = \lim_{z\to\infty} F(z)$

При $f[0] = 0$, $f[T] = \lim_{z\to\infty} zF(z)$.

При $f[0] = f[T] = 0$, $f[2T] = \lim_{z\to\infty} z^2 F(z)$ и т. д.;

б) $f(\infty) = \lim_{n\to\infty} f[nT_п] = \lim_{z\to 1} \frac{(z-1)}{z} F(z)$.

7. Теорема свертки

Если $Z\{f_1[nT_п]\} = F_1(z)$, $Z\{f_2[nT_п]\} = F_2(z)$, то произведение z-преобразований двух решетчатых функций выражается как z-преобразование суммы

$$F_1(z) F_2(z) = Z\left\{\sum_{k=0}^{n} \{f_1[kT_п] f_2[(n-k)T_п]\}\right\} = Z \sum_{k=0}^{n} \{f_1[(n-k)T_п] f_2[kT_п]\}. \quad (21\text{-}70)$$

Формула (21-70) называется **с в е р т к о й** решетчатых функций $f_1[nT_п]$ и $f_2[nT_п]$. Таким образом, перемножению z-преобразований соответствует свертка функций.

Аналогично при $\varepsilon \neq 0$

$$F_1(z, \varepsilon) F_2(z, \varepsilon) = Z\left\{\sum_{k=0}^{n} f_1[(k+\varepsilon) T_п] f_2[(n-k) T_п + \varepsilon T_п]\right\}.$$

8. Теорема о связи преобразования Лапласа функции $f(t)$ и z-преобразования функции $f[nT_п]$, образованной из $f(t)$

Если $f[nT_п]$ — решетчатая функция, образованная из функции $f(t)$, имеющей преобразование Лапласа $F(p) = L\{f(t)\}$, то между $F(p)$ и z-преобразованием $Z\{f[nT_п]\} = F(z)$ имеется следующая связь:

$$F(z, \varepsilon) = \left[\frac{1}{T_п} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} F\left(p + \frac{2\pi}{T_п} j\nu\right) e^{\left(p + \frac{2\pi}{T_п} \nu r\right) T_п \varepsilon}\right]_{e^{pT_п}=z} \quad (21\text{-}71)$$

для $\varepsilon \neq 0$.

Приведенное соотношение позволяет, зная обычное преобразование Лапласа $F(p)$, вычислять z-преобразование $F(z, \varepsilon)$ или дискретное преобразование Лапласа $L^*\{f[nT_п, \varepsilon]\}$. При $\varepsilon = 0$ последняя формула справедлива лишь для непрерывных исходных функций. В случае, если при $\varepsilon = 0$ имеется разрыв,

$$F(z) = \frac{1}{T_п} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} F\left(p + \frac{2\pi}{T_п} j\nu\right) + f(0), \quad (21\text{-}72)$$

где

$$f(0) = \frac{1}{2} [\lim_{\varepsilon \to 0^+} f(\varepsilon) + \lim_{\varepsilon\to 0^-} f(\varepsilon)].$$

Приведенные формулы имеют важное теоретическое значение, поскольку позволяют в принципе вычислять z-преобразования достаточно широкого класса решетчатых функций по известным преобразованиям Лапласа исходных функций.

Запишем преобразование (21-71) для функции[1] нормированного аргумента $\bar{t} = t/T_п$:

$$L^*\{f[n, \varepsilon]\} = F^*(q, \varepsilon) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} e^{(q + 2\pi j \nu)} F_н(q + 2\pi j\nu),$$

[1] Заметим, что $F(q) = \frac{1}{T_п} F(q/T_п)$, где $F(q/T_п) = F(p)$ — преобразование Лапласа ненормированной функции времени $f(t)$.

где $q=pT_п$; здесь через $F^*(q, \varepsilon)$ для краткости обозначено дискретное преобразование Лапласа, которое также носит название *D*-преобразования: (см. [Л. 14, стр. 183]):

$$F^*(q, \varepsilon) = D\{F_н(q, \varepsilon)\}.$$

Обратно, если известно модифицированное z-преобразование, то преобразование Лапласа исходной функции $f(t)$ определяется формулой

$$F(p) = \left[T_п \int_0^1 F(z, \varepsilon)\, e^{-pT_п}\, d\varepsilon\right]_{z=e^{pT_п}}.$$

Заметим, что, полагая в формуле (21-72) $p=j\omega$, получим формулу (21-60а), использованную при анализе спектров решетчатых функций (стр. 88).

Если преобразование Лапласа $F(p)$ некоторой функции может быть представлено в виде двух множителей, один из которых является функцией $e^{pT_п}$, т. е.

$$F(p) = F_1\left(e^{pT_п}\right) F_2(p),$$

то z-преобразование функции, соответствующей $F(p)$, находится из соотношения

$$Z\{F(p)\} = F_1(z) Z\{F_2(p)\},$$

где

$$F_1(z) = F_1\left(e^{pT_п}\right)\Big|_{e^{pT_п}=z}.$$

Запись $Z\{F(p)\}$ и $Z\{F_2(p)\}$ широко используется. Ее следует понимать условно в том смысле, что $Z\{F(p)\}$ обозначает z-преобразование решетчатой функции $f\{nT_п\}$, которая в свою очередь получена из исходной функции времени $f(t)$, имеющей преобразование Лапласа $F(p)$. Сформулированное свойство является следствием формулы (21-72).

Использование z-преобразования для решения линейных разностных уравнений

С помощью z-преобразования сравнительно просто решаются разностные уравнения с постоянными коэффициентами.

Уравнение r-го порядка задано в первой форме (см. стр. 88).

$$a_0\Delta^r f[n] + a_1\Delta^{r-1} f[n] + \dots + a_r f[n] = \varphi[n] \qquad (21\text{-}73)$$

при начальных условиях

$$f[0] = f_0;\ \Delta f[0] = f_1;$$
$$\Delta^2 f[0] = f_2,\ \dots,\ \Delta^{r-1} f[0] = f_{r-1}.$$

Подвергнем обе части z-преобразованию. Используя теоремы 2 и 3 (стр. 94, 95), получаем:

$$[a_0(z-1)^r + a_1(z-1)^{r-1} + \dots + a_r]F(z) = M(z) + zf_0[a_0 + a_1 + \dots + a_{r-1}] + z(z-1)f_1[a_0 + a_1 + \dots + a_{r-2}] + z(z-1)^2 f_2[a_0 + a_1 + \dots + a_{r-3}] + \dots + z(z-1)^{r-1} f_{r-1},$$

где $M(z) = Z\{\varphi(n)\}$.

Отсюда определяется z-преобразование искомой функции

$$F(z) = \frac{M(z)}{N(z)} - \frac{R(z)}{N(z)},$$

где

$R(z)$ — известная функция z, зависящая от начальных условий;

$M(z)$ и $N(z)$ — известные полиномы z.

При нулевых начальных условиях $R(z)=0$ и $F(z)=M(z)/N(z)$.

Уравнение задано во второй форме (см. стр. 88).

$$b_r f[n+r] + b_{r-1} f[n+r-1] + \dots + b_0 f[n] = \varphi[n].$$

при тех же начальных условиях, что и в уравнении (21-73).

Произведем z-преобразование обеих частей равенства, учитывая теоремы 1 и 2. Тогда получаем:

$$(b_r z^r + b_{r-1} z^{r-1} + \dots + b_0)F(z) = M(z) + (b_r z^r + \dots + b_1 z)f_0 + (b_r z^{r-1} + \dots + b_1 z)f_1 + \dots + b_r z f_{r-1}.$$

Следовательно,

$$F(z) = \frac{M(z)}{N(z)} + \frac{1}{N(z)}[R_1(z) f_0 + R_2(z) f_1 + \dots + R_2(z) f_{r-1}],$$

где $R_i(z)$ — полиномы, стоящие в скобках перед f_i;

$M(z)$ и $N(z)$ — известные полиномы z и $M(z) = Z\{\varphi[n]\}$.

Таким образом,

$$F(z) = \frac{M(z)}{N(z)} + \sum_{\nu=1}^{r} \frac{R_\nu(z)}{N(z)} f_{\nu-1}.$$

Заключительным этапом нахождения решения исходных уравнений является переход от z-преобразований к искомым функциям $f[nT_п]$ в выражениях для $F(z)$.

Для этого производят разложение $F(z)$ на сумму простейших дробей (ниже уточняется, когда справедливо такое разложение):

$$F(z) = \sum_{\nu=1} \frac{A_\nu}{z - z_\nu},$$

где z_ν — корни уравнения $N(z)=0$, а

$$A_\nu = \frac{M(z_\nu)}{N'(z_\nu)} = \lim_{z\to z_\nu}(z - z_\nu) F(z),$$

причем для каждого из слагаемых обратное z-преобразование

$$Z^{-1}\left\{\frac{A_\nu}{z-z_\nu}\right\} = A_\nu e^{z_\nu (n-1)T_п}.$$

Таким образом, если

$$F(z) = \frac{R(z)}{N(z)},$$

причем $R(z)$ и $N(z)$ — полиномы относительно z, а степень полинома числителя не превышает степени полинома знаменателя и, кроме того, полином $N(z)=0$ не имеет нулевых и кратных корней, то искомое решение

$$f[nT_п] = \left[\sum_{\nu=1}^{r} \frac{R(z_\nu)}{z_\nu N'(z_\nu)} z_\nu^n\right]_{z=e^{pT_п}}.$$

Здесь z_ν — корни полинома $N(z)=0$, а $N'(z_\nu) = \frac{dN(z)}{de}$.

Часто правая часть уравнений 21-73 и 21-73а представляет собой единичную решетчатую функцию $1[nT_п]$, для которой z-преобразование

$$Z\{1[nT_п]\} = \frac{z}{z-1}.$$

Тогда $F(z)$ имеет следующий вид:

$$F(z) = \frac{M(z)}{N(z)}\frac{z}{z-1}.$$

В этом случае решение находится по формуле, вполне аналогичной второй формуле Хевисайда для обычного преобразования Лапласа (см. т. 1, стр. 542). Если для $M(z)$ справедливы сформулированные выше условия, то

$$f[nT_п] = \frac{M(0)}{N(0)} - \left[\sum_{\nu=1}^{r} \frac{M(z_\nu)}{(1-z_\nu)N'(z_\nu)} z_\nu^n\right]_{z-e^{pT_п}},$$

где z_ν — по-прежнему корни уравнения $N(z)=0$.

Таким образом, нахождение решения разностных уравнений благодаря z-преобразованию сводится к сравнительно простым алгебраическим операциям, наиболее трудная из которых — отыскание корней полинома $N(z)=0$.

21-9. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

Импульсная передаточная функция

Рассмотрим цепь, состоящую из δ-ключа (δ-*Кл*) и фильтра с передаточной функцией $W(p)$ (рис. 21-77, *а*). К такой цепи, как было показано ранее, можно свести системы с практически любым импульсным элементом. После δ-*Кл* входной сигнал $f(t)$ преобразуется в сигнал $f^*(t)$, представляющий собой последовательность модулированных по «площади» δ-функций (см. стр. 86):

$$f^*(t) = f(t)\,\delta_T(t) = \sum_{k=0}^{\left[\frac{t}{T_п}\right]} f[kT_п]\,\delta(t-kT_п).$$

Найдем модифицированное z-преобразование выходного сигнала $y(t)$, т. е. $Z_\varepsilon\{y[nT_п]\}$.

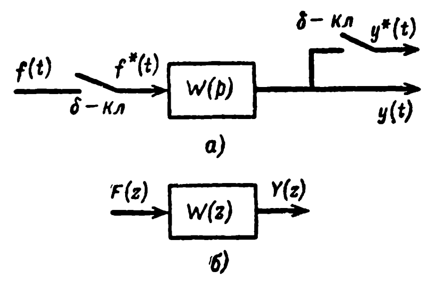


Рис. 21-77. Импульсная передаточная функция

а — получение функций «со звездочкой» на входе и выходе; *б* — представление звена импульсной передаточной функцией $W(z)=Y(z)/F(z)$.

Пусть $g(t)$ обозначает импульсную переходную функцию фильтра $W(p)$, т. е. является реакцией этого фильтра на δ-функцию. Связь между $g(t)$ и $W(p)$ определяется преобразованием Лапласа (см. стр. 17):

$$W(p) = \int_0^\infty g(t)e^{-pt}\,dt = L\{g(t)\}$$

и

$$g(t) = L^{-1}\{W(p)\}.$$

Выходная величина $y(t)$ в любой момент времени t может быть найдена в соответствии с принципом наложения по формуле

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\left[\frac{t}{T_п}\right]} g(t-kT_п)\,f[kT_п]. \quad (21\text{-}74)$$

Значение выходной величины в дискретные равноотстоящие промежутки времени $t=nT_п+\varepsilon T_п$, где $0 \leqslant \varepsilon < 1$:

$$y[nT_п+\varepsilon T_п] = y[n,\varepsilon] = \sum_{k=0}^{n} f[nT_п]\,g[nT_п+\varepsilon T_п-kT_п] = \sum_{k=0}^{n} f[nT_п]\,g[(n-k)T_п+\varepsilon T_п].$$

Применим к последнему равенству модифицированное z-преобразование. Тогда, учитывая формулу свертки (21-70), получаем:

$$Y(z, \varepsilon) = W(z, \varepsilon)F(z), \qquad (21\text{-}75)$$

где

$$Y(z, \varepsilon) = Z_\varepsilon \{y[nT_п + \varepsilon T_п]\}$$

— z-преобразование выхода фильтра;

$$F(z) = Z\{f[nT_п]\}$$

— z-преобразование решетчатой функции $f[nT_п]$, а

$$W(z, \varepsilon) = Z\{g[(n+\varepsilon)T_п]\} = \sum_{k=0}^{\infty} g[(n+\varepsilon)T_п]z^{-n}$$

— модифицированное z-преобразование от решетчатой функции, полученной из импульсной переходной характеристики.

В частности, при $\varepsilon = 0$

$$Y(z) = W(z)F(z) \qquad (21\text{-}76)$$

и

$$W(z) = Z\{g[nT_п]\} = \sum_{n=0}^{\infty} g[nT_п]z^{-n}.$$

Функция $W(z, \varepsilon)$ или $W(z)$ называется импульсной передаточной функцией или z-передаточной функцией фильтра $W(p)$.

Импульсная передаточная функция представляет собой отношение модифицированного z-преобразования выходной величины $Y(z, \varepsilon)$ к z-преобразованию входной величины $F(z)$.

Чтобы вычислить импульсную передаточную функцию фильтра, необходимо:

определить импульсную характеристику фильтра $g(t)$ (как обратное преобразование Лапласа от передаточной функции $W(p)$: $g(t) = L^{-1}\{W(p)\}$;

записать решетчатую функцию $g[nT_п]$ или $g[(n+\varepsilon)T_п]$, т. е. вместо t подставить дискретные величины $t = nT_п$ или $t = (n+\varepsilon)T_п$;

найти z-преобразование от $g[nT_п]$ или модифицированное z-преобразование от $g[(n+\varepsilon)T_п]$, т. е.

$$W(z) = \sum_{n=0}^{\infty} g[nT_п]z^{-n}$$

или

$$W(z, \varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} g[(n+\varepsilon)T_п]z^{-n}.$$

Из последних соотношений видно, что $W(z, \varepsilon)$ определяется только свойствами самой цепи (характером функции $g(t)$) и не зависит от вида входного сигнала.

Если известна импульсная передаточная функция $W(z, \varepsilon)$ и z-преобразование $F(z)$ входного сигнала, то, пользуясь формулой (21-75), легко найти z-преобразование $Y(z, \varepsilon)$ выходной величины, а затем, перейдя к оригиналам, можно вычислить значения выходной величины для дискретных равноотстоящих моментов времени $t = nT_п + \varepsilon T_п$ (ε зафиксировано). Для того чтобы определить значения выходной величины в любой фиксированный момент периода, необходимо найти ее значение для всех ε. Часто достаточно знать выходную величину для $\varepsilon = 0$, т. е. решетчатую функцию $y[nT_п]$. За счет «потери» информации в интервалах между импульсами достигается значительное упрощение вычислений выходной величины, поскольку практически использование аппарата z-преобразований намного проще непосредственных вычислений по формуле (21-74).

Заметим, что иногда в литературе встречается запись

$$W(z) = Z\{W(p)\},$$

которая отображает тот факт, что $W(z)$ является z-преобразованием от функции $g[nT_п]$, полученной в результате обратного преобразования Лапласа от $W(p)$. Эта запись является чисто условной. Она указывает на то, что z-преобразование производится над импульсной (весовой) решетчатой функцией $g[nT_п]$ звена, имеющего передаточную функцию $W(p)$ (так как $g(t)$ есть реакция звена с передаточной функцией $W(p)$ на δ-функцию). Конечно,

$$W(z) \neq W(p),$$

т. е. $W(z)$ нельзя получить заменой в $W(p)$ параметра p на z. Это разные функции.

Выше было показано, что z-преобразование для функции $y[nT_п]$ является обычным преобразованием Лапласа функции $y^*(t)$ при замене $p = \frac{1}{T_п}\ln z$:

$$L\{y^*(t)\} = Y(z)|_{z=e^{pT_п}}.$$

Это и дает возможность изображать на входе звена $W(p)$ функцию $f^*(t)$, образованную преобразованием функции $f(t)$ δ-ключом.

С другой стороны, из рис. 21-77, *а* следует, что

$$Y(p) = W(p)F^*(p),$$

где

$$F^*(p) = L\{f^*(t)\}.$$

Формально обе части этого равенства можно подвергнуть z-преобразованию, т. е. записать:

$$Z\{Y(p)\} = Z\{W(p)F^*(p)\}. \qquad (21\text{-}77)$$

Левая часть равенства здесь обозначает z-преобразование от сигнала $y[nT_п]$, образованного из функции $y(t)$, изображение Лапласа которой равно $Y(p) = L\{y(t)\}$, т. е. $Y(z)$.

Сопоставляя (21-77) и (21-76), получаем:

$$Z\{W(p)F^*(p)\} = W(z)F(z).$$

Или, учитывая что $F^*(p)|_{p=\frac{1}{T_п}\ln z} = F(z)$,

$$Z\{W(p)F^*(p)\} = W(z)F^*(p)\Big|_{p=\frac{1}{T_п}\ln z} \quad (21\text{-}77а)$$

Последняя формула показывает, что z-преобразование произведения двух преобразований Лапласа, из которых одно — передаточная функция $W(p)$, а другое — преобразование Лапласа функции «со звездочкой», находится как произведение последней (при замене p на $\frac{1}{T_п}\ln z$) на импульсную передаточную функцию.

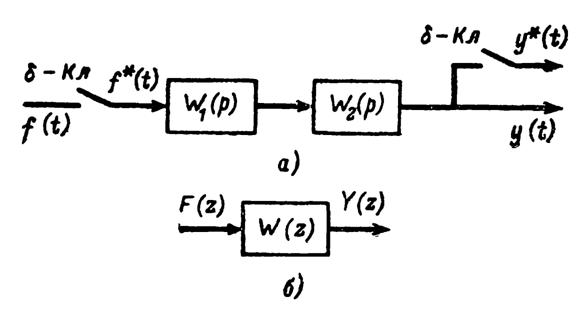


Рис. 21-78. Импульсная передаточная функция соединения двух звеньев.

а — исходная схема; *б* — представление звена импульсной передаточной функцией.

Рассмотрим далее схему на рис. 21-78, состоящую из двух звеньев: $W_1(p)$ и $W_2(p)$ и δ-*Кл*. Найдем z-преобразование выходной величины, т. е.

$$Y(z) = Z\{y[nT_п]\} = L\{y^*(t)\}.$$

Из рис. 21-78, *а* следует, что

$$Y(p) = W_1(p)W_2(p)F^*(p).$$

Подвергая это уравнение z-преобразованию в соответствии со сформулированным правилом, запишем:

$$Y(z) = Z\{W_1(p)W_2(p)\}F^*(p)\Big|_{p=\frac{1}{T_п}\ln z} =$$

$$= Z\{W_1(p)W_2(p)\}F(z).$$

Здесь

$$Z\{W_1(p)W_2(p)\} = W(z).$$

— импульсная передаточная функция звена $W(p) = W_1(p)W_2(p)$, которая может быть найдена в соответствии с правилом, сформулированным на стр. 99. Соответственно модифицированное z-преобразование:

$$Y(z,\varepsilon) = Z_\varepsilon\{W_1(p)W_2(p)\}F(z),$$

где Z_ε — обозначение модифицированного ε-преобразования от передаточной функции $W(p) = W_1(p)W_2(p)$.

Необходимо отметить, что

$$Z\{W_1(p)W_2(p)\} = W(z) \neq$$

$$\neq W_1(z)W_2(z),$$

где

$$W_1(z) = Z\{W_1(p)\};\ W_2(z) = Z\{W_2(p)\}.$$

Таким образом, импульсная передаточная функция произведения звеньев не равна произведению импульсных передаточных функций отдельных звеньев.

Иногда приходится рассматривать систему, в которой имеется запаздывающее звено с передаточной функцией $W_з(p) = e^{-p\tau_з}$ где $\tau_з$ — время запаздывания (рис. 21-79, *а*). В этом случае импульсная передаточная функция легко находится из передаточной функции $W(z, \varepsilon)$, т. е. по модифицированному z-преобразованию:

$$Z_\varepsilon\{W(p)\} = W(z,\varepsilon).$$

Если запаздывание $\tau_з < T_п$, то передаточная функция системы с запаздыванием

$$W_\tau(z,\varepsilon) = \begin{cases} z^{-1}W(z,\ 1+\varepsilon-\gamma), \\ \text{если } 0 \leqslant \varepsilon < \gamma; \\ W(z,\varepsilon-\gamma), \\ \text{если } \gamma \leqslant \varepsilon < 1, \end{cases}$$

где $\gamma = \tau_з/T_п$ — относительное время запаздывания.

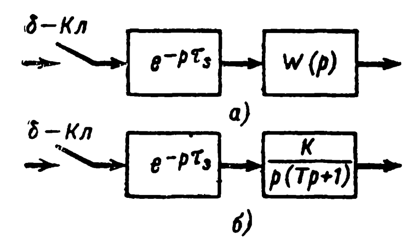


Рис. 21-79. Структурная схема системы с запаздыванием.

а — общая схема; *б* — схема для расчетного примера.

Если требуется найти импульсную передаточную функцию с запаздыванием при $\varepsilon=0$, то последнее выражение упрощается и

$$W_\tau(z) = z^{-1}W(z,\ 1-\gamma).$$

Таким образом, импульсная передаточная функция системы с запаздыванием находится путем подстановки в модифицированную импульсную передаточную функцию вместо ε значения $1-\gamma$ и умножения результата на z^{-1}.

Пример 1. Записать импульсную передаточную функцию инерционного звена (рис. 21-20)

$$W(p) = \frac{K}{Tp+1} = \frac{Ka}{p+a};\ a = \frac{1}{T}.$$

Импульсная переходная (весовая) функция инерционного звена

$$g(t) = Kae^{-at}.$$

Соответствующая решетчатая функция

$$g[nT_п] = Kae^{-anT_п}.$$

В соответствии с примером на стр. 93

$$Z\{g[nT_п]\} = W(z) =$$

$$= \frac{Kaz}{z - e^{-aT_п}} = \frac{K}{T}\,\frac{z}{z - e^{-\frac{T_п}{T}}}.$$

Тот же результат можно получить и из таблицы для z-преобразований. Из таблицы видно, что сигналу, имеющему изображение $\frac{1}{p+a}$ соответствует z-преобразование $\frac{z}{z - e^{-aT_п}}$, отсюда вновь следует найденное путем вычислений z-преобразование.

Для нахождения модифицированного z-преобразования запишем импульсную передаточную функцию для аргумента $(n+\varepsilon)T_п$:

$$g[(n+\varepsilon)T_п] = K\,ae^{-a(n+\varepsilon)T_п}.$$

Отсюда

$$W(z, \varepsilon) = \sum_{k=0}^{\infty} Kae^{-a(k+\varepsilon)T_п} z^{-k} =$$

$$= Ka\left[e^{-a\varepsilon T_п} + e^{-a(1+\varepsilon)T_п} z^{-1} + \right.$$

$$\left. + e^{-a(2+\varepsilon)T_п} z^{-2} + \dots\right] = Ka\,e^{-a\varepsilon T_п} \times$$

$$\times \left[1 + e^{-aT_п} z^{-1} + e^{-2aT_п} z^{-2} + \dots\right] =$$

$$= Ka\frac{e^{-a\varepsilon T_п}}{1 - e^{-aT_п} z^{-1}};$$

$$W(z, \varepsilon) = Ka\frac{ze^{-a\varepsilon T_п}}{z - e^{-aT_п}}.$$

Пример 2. Найти импульсную передаточную функцию интегрирующего звена (рис. 21-29) $W(p) = K/p$. Импульсная переходная характеристика интегрирующего звена при $K = 1$:

$$g(t) = 1 \text{ и } g[nT_п] = 1[nT_п].$$

Соответственно

$$W(z) = Z\{g[nT_п]\} = \sum_{n=1}^{\infty} z^{-n} = \frac{z}{z-1}.$$

Тот же результат получаем, пользуясь таблицами z-преобразований.

Изображению $1/p$ [ему отвечает функция времени $f(t) = t$] соответствует z-преобразование $z/z—1$.

Таким образом,

$$W(z) = K\frac{z}{z-1}.$$

Пример 3. Соединение инерционного и интегрирующего звеньев

$$W(p) = \frac{K}{p(Tp+1)} = W_1(p)\,W_2(p),$$

где

$$W_1(p) = \frac{K}{p};\quad W_2(p) = \frac{1}{Tp+1} = \frac{a}{p+a};$$

$$a = \frac{1}{T}.$$

По табл. 21-9

$$Z\left\{\frac{a}{p(p+a)}\right\} = \frac{z\left(1 - e^{-aT_п}\right)}{(z-1)\left(z - e^{-aT_п}\right)}.$$

Следовательно,

$$W(z) = K\frac{z\left(1 - e^{-\frac{T_п}{T}}\right)}{(z-1)\left(z - e^{-\frac{T_п}{T}}\right)}.$$

Учитывая, что

$$Z\{W_1(p)\} = K\frac{z}{z-1};$$

$$Z\{W_2(p)\} = \frac{z}{z - e^{-aT_п}},$$

вновь приходим к заключению, что

$$Z\{W_1(p)\,W_2(p)\} \neq Z\{W_1(p)\}\,Z\{W_2(p)\} =$$

$$= \frac{Kz^2}{(z-1)\left(z - e^{-aT_п}\right)}.$$

Пример 4. Соединение инерционного и интегрирующего звеньев с запаздывающим звеном (рис. 21-79, *б*).

Передаточная функция запаздывающего звена

$$W_з(p) = e^{-p\tau_з} = e^{-p\gamma_з T_п},$$

где $\gamma_з = \frac{\tau_з}{T_п} < 1$ — относительное время запаздывания.

Передаточная функция соединения инерционного и интегрирующего звеньев

$$W(p) = \frac{K}{p(Tp+1)} = K\frac{a}{p(p+a)};$$

$$a = \frac{1}{T}$$

имеет модифицированное z-преобразование (см. табл. 21-9):

$$Z_\varepsilon\{W(p)\} = W(z, \varepsilon) = = Kz\left[\frac{1}{z-1} - \frac{e^{-a\varepsilon T_\text{п}}}{z - e^{-aT_\text{п}}}\right].$$

Согласно указанному свойству (стр. 100) для получения импульсной передаточной функции с запаздыванием необходимо в последней формуле заменить ε на $1-\gamma_з$ и умножить $W(z, \varepsilon)$ на z^{-1}. Таким образом,

$$W_з(z) = K\left[\frac{1}{z-1} - \frac{e^{-a(1-\gamma_з)T_\text{п}}}{z - e^{-aT_\text{п}}}\right] = $$

$$= K\left[\frac{z - e^{-aT_\text{п}}\left[1 + e^{\gamma_з T_\text{п}}(z-1)\right]}{(z-1)\left(z - e^{-aT_\text{п}}\right)}\right].$$

Для вычисления импульсных передаточных функций пользуются также следующей формулой (см. [Л. 16, стр. 179]):

$$W(z) = \sum_k \operatorname{Res}\left[\frac{W(p)}{1 - z^{-1}e^{T_\text{п}p}}\right]_{p=p_k}.$$

Здесь p_k означает все полюсы в левой полуплоскости передаточной функции $W(p)$, а $\sum\limits_k \operatorname{Res}$ — сумму вычетов относительно всех полюсов функции, заключенной в квадратные скобки. Если $W(p)$ содержит только простые полюсы, то последнее выражение упрощается и принимает вид:

$$W(z) = \sum_k \frac{1}{1 + z^{-1}e^{-p_k T_\text{п}}} \operatorname{Res} W(p_k),$$

где сумма вычетов распространяется на полюсы $W(p)$.

Напомним, что для полюса первого порядка

$$\operatorname{Res} W(p) = \frac{1}{2\pi j}\oint W(p)\,dp = = \lim_{p\to p_k}(p - p_k)\,W(p).$$

Для полюса n-го порядка

$$\operatorname*{Res}_{p_k} W(p) = \frac{1}{(n-1)!}\lim_{p\to p_k}\frac{d^{n-1}}{dp^{n-1}} \times \times\left[(p-p_k)^n W(p)\right].$$

Если, наконец, $W(p)$ есть дробно-рациональная функция с порядком числителя, не превышающим порядка знаменателя

$$W(p) = \frac{M(p)}{N(p)},$$

то

$$W(z) = \sum_k \frac{M(p_к)}{N'(p_k)}\,\frac{1}{1 + z^{-1}e^{-p_k T_\text{п}}}.$$

Практически для получения $W(z)$ обычно прибегают к разложению $W(p)$ на сумму элементарных дробей, а затем берут z-преобразование от каждого из слагаемых.

Тогда при всех простых полюсах

$$W(p) = \sum_{k=1}^{r}\frac{M(p_k)}{N'(p_k)}\,\frac{1}{p - p_k}.$$

При нулевом полюсе кратности l

$$W(p) = \frac{M(p)}{p^l N(p)} = \frac{c_1}{p} + \frac{c_2}{p^2} + \cdots$$

$$\cdots + \frac{c_l}{p^l} + \sum_{k=l+1}^{r}\frac{c_k}{p - p_k}, \qquad (21\text{-}78)$$

где

$$c_1 = \frac{d^{l-1}}{dp^{l-1}}\,\frac{M(p)}{N(p)}\bigg|_{p=0};$$

$$c_2 = \frac{d^{l-2}}{dp^{l-2}}\,\frac{M(p)}{N(p)}\bigg|_{p=0};$$

$$c_l = \frac{M(0)}{N(0)};\quad c_k = \frac{M(p_k)}{N'(p_k)\,p_k^l},$$

Составляющим типа $\dfrac{c_k}{p - p_k}$ соответствует модифицированное z-преобразование:

$$Z_\varepsilon\left\{\frac{c_k}{p - p_k}\right\} = \frac{z}{z - e^{p_k T_\text{п}}}\,e^{p_k \varepsilon T_\text{п}}.$$

Составляющим c_i/p_i соответствуют следующие преобразования (см. табл. 21-9):

$$Z\left\{\frac{c_1}{p}\right\} = \frac{zc_1}{z-1};\quad Z\left\{\frac{c_2}{p^2}\right\} = $$

$$= c_2 T_\text{п}\left[\frac{T_\text{п} z}{(z-1)^2} + \frac{z\varepsilon}{z-1}\right];$$

$$Z\left\{\frac{c_3}{p^3}\right\} = c_3\frac{T_\text{п}^2}{2}\left[\frac{2z}{(z-1)^3} + \right.$$

$$\left. + \frac{2z(\varepsilon+1)}{(z-1)^2}\varepsilon + \frac{z}{(z-1)}\varepsilon^2\right].$$

Здесь имеется полное совпадение с тем, как находятся z-преобразования для решетчатых функций, являющихся соотношением двух полиномов (см. стр. 98).

Пример. Найдем указанным способом еще раз импульсную передающую функцию $W(z)$ для инерционного звена $W(p) = \dfrac{K}{Tp+1} = K\dfrac{a}{p+a}$, где $a = 1/T$, используя формулу (21-78).

Так как $W(p)$ имеет один полюс $p_k = -a$, то

$$\operatorname*{Res}_{-a} W(p) = \lim_{p \to -a} (p+a) W(p) = Ka$$

и

$$W(z) = \frac{Ka}{1 - z^{-1} e^{p_k T_п}} = \frac{K}{T} \frac{z}{z - e^{-\frac{T_п}{T}}},$$

что совпадает с найденным ранее другим способом.

Импульсные частотные характеристики

Если в импульсной передаточной функции $W(z, \varepsilon)$ заменить z на $e^{j\omega T_п}$, то получается комплексная импульсная (или частотная импульсная) передаточная функция:

$$W(z, \varepsilon)\big|_{z = e^{j\omega T_п}} = W\left(e^{j\omega T_п}, \varepsilon\right) = \left| W\left(e^{j\omega T_п}, \varepsilon\right) \right| e^{j\varphi(\omega T_п, \varepsilon)}.$$

Она характеризует прохождение «синусоидальной» решетчатой функции

$$f[nT_п] = A_m \sin[n\omega T_п + \varphi_{вх}] = \operatorname{Im} e^{jn\omega T_п} e^{j\varphi_{вх}},$$

образованной из исходной синусоидальной функции $A_m \sin(\omega t + \varphi_{вх})$, через фильтр $W(j\omega)$. На выходе фильтра с импульсной передаточной функцией будет иметь место также «синусоидальная» решетчатая функция

$$y[nT_п] = B_m \sin[n\omega T_п + \varphi_{вых}] = \operatorname{Im} e^{jn\omega T_п} e^{j\varphi_{вых}}$$

(Im — обозначение мнимой части комплексного числа), причем отношение амплитуд

$$\frac{B_m[n, \varepsilon]}{A_m[n, \varepsilon]} = \left| W\left(e^{jn\omega T_п}, \varepsilon\right) \right|$$

равно модулю передаточной функции, а разность фаз

$$\varphi_{вых} - \varphi_{вх} = \varphi(\omega T_п, \varepsilon)$$

равна фазовому сдвигу.

Следует иметь в виду, что решетчатые «синусоидальные» функции будут периодическими, если отношение периодов частоты ω (т. е. $\tau = 2\pi/\omega$) и $T_п$ является отношением натуральных чисел m и n:

$$\frac{T_п}{\tau} = \frac{\omega}{\omega_п} = \frac{m}{n}.$$

Комплексная импульсная передаточная функция является периодической функцией с периодом $T_п$, поскольку

$$W\left(e^{j\omega T_п}, \varepsilon\right) = W\left[e^{j\left(\omega + \frac{2\pi}{T_п}\right) T_п}, \varepsilon\right].$$

Импульсной амплитудно-фазовой характеристикой (АФХ) называют изображение импульсной частотной характеристики на плоскости u, jv, где

$$u(\omega, \varepsilon) = \operatorname{Re} W\left(e^{j\omega T_п}, \varepsilon\right);$$

$$v(\omega, \varepsilon) = \operatorname{Im} W\left(e^{j\omega T_п}, \varepsilon\right).$$

Для каждого фиксированного значения ε может быть построена своя импульсная АФХ.

Часто бывает удобно строить амплитудно-фазовые характеристики для нормированной частоты $\bar{\omega} = \omega T_п$. Последние находятся из импульсной передаточной функции, записанной для нормированного аргумента $\bar{z} = e^q$, где $q = pT_п$.

Периодом нормированной передаточной функции является величина 2π, поскольку

$$W\left(e^{j\bar{\omega}}, \varepsilon\right) = W\left[e^{j(\bar{\omega} + 2\pi)}, \varepsilon\right].$$

Для построения импульсных амплитудно-фазовых характеристик по амплитудно-фазовым характеристикам $W(j\omega)$ удобно пользоваться формулами

$$W\left(e^{j\omega T_п}, \varepsilon\right) = \frac{1}{T_п} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} e^{j\left(\omega + \frac{2\pi}{T}\nu\right)\varepsilon} \times W\left[j\left(\omega + \frac{2\pi}{T_п}\nu\right)\right]$$

и

$$W\left(e^{j\bar{\omega}}, \varepsilon\right) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} e^{j(\bar{\omega} + 2\pi\nu)\varepsilon} \times W[j(\bar{\omega} + 2\pi\nu)].$$

При построениии характеристик обычно можно ограничиться двумя слагаемыми, соответствующими $\nu = 0$ и $\nu = -1$, т. е. принять, что

$$W\left(e^{j\bar{\omega}}, \varepsilon\right) \approx e^{j\bar{\omega}\varepsilon} W(j\bar{\omega}) + e^{j(\bar{\omega} - 2\pi)\varepsilon} W[j(\bar{\omega} - 2\pi)], \quad (21\text{-}79)$$

Заметим, что точно так же построение можно выполнить, не переходя к нормированной частоте. Периодом передаточной функции в этом случае является величина $T_п$.

Пример 1. Построить амплитудно-фазовую характеристику инерционного звена

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1} = \frac{Ka}{p + a}.$$

Из таблиц имеем:

$$W(z, \varepsilon) = Z_\varepsilon \left\{\frac{Ka}{p + a}\right\} = Ka \frac{z e^{-aT_п \varepsilon}}{z - e^{-aT_п}}.$$

Для нормированной передаточной функции запишем:

$$W(e^q, \varepsilon) = Ka \frac{e^q}{e^q - e^{-a}} e^{-a\varepsilon}.$$

Соответствующие импульсные частотные передаточные функции

$$W\left(e^{j\omega T_п},\varepsilon\right)=Ka\frac{e^{j\omega T_п}}{e^{j\omega T_п}-e^{-aT_п}}e^{-a\varepsilon T_п}$$

и

$$W\left(e^{j\bar\omega},\varepsilon\right)=Ka\frac{e^{j\bar\omega}}{e^{j\bar\omega}-e^{-a}}e^{-a\varepsilon}.$$

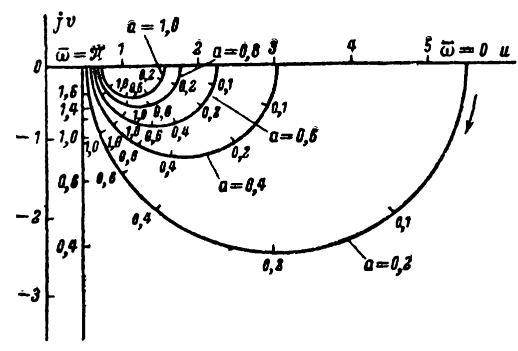


Рис. 21-80. Импульсная амплитудно-фазовая характеристика инерционного звена (нормированная).

Построим далее амплитудно-фазовую характеристику

$$W\left(e^{j\bar\omega},\varepsilon\right)=u+jv=\rho e^{j\varphi}.$$

После преобразований получаем:

$$\rho=\frac{Kae^{-a\varepsilon}}{\sqrt{1-2e^{-a}\cos\bar\omega+e^{-2a}}};$$

$$\varphi=-\operatorname{arctg}\frac{e^{-a}\sin\bar\omega}{1-e^{-a}\sin\bar\omega}.$$

Для каждого значения a при изменении $\bar\omega$ от 0 до π величина ρ убывает от

$$\frac{Kae^{-\alpha\varepsilon}}{\sqrt{1-2e^{-a}+e^{-2a}}}=\frac{Kae^{-a\varepsilon}}{1-e^{-a}}$$

(при $\bar\omega=0$) до $Ka\dfrac{e^{-a\varepsilon}}{1+e^{-a}}$ (при $\bar\omega=\pi$), а аргумент φ изменяется от 0 (при $\bar\omega=0$) до $-\pi/2$ (при $\bar\omega=\pi$). Соответствующие характеристики при $Ka=1$ и $\varepsilon=0$ для различных значений a представлены на рис. 21-80. Они имеют вид полуокружностей с радиусами $\dfrac{e^{-a}}{1-e^{-2a}}$ и центрами в точках $(1-e^{-2a})^{-1}$ вещественной оси. При $a=0$ полуокружность вырождается в прямую, начинающуюся в точке 0,5 действительной оси.

Пример 2. Построить импульсную амплитудно-фазовую характеристику системы по известной амплитудно-фазовой характеристике $W(j\omega)$ непрерывной части системы (рис. 21-81, *а*).

Для построения воспользуемся формулой (21-79). Нанесем на характеристике точки с частотами $\bar\omega_1$, $\bar\omega_2$, $\bar\omega_3$ ... и отметим также точки $\bar\omega-2\pi$.

Чтобы построить вектор $e^{j\bar\omega\varepsilon}W(j\bar\omega)$ $(0\leqslant\bar\omega\leqslant\pi)$, необходимо для каждого значения $\bar\omega$ повернуть вектор $W(j\bar\omega)$ на угол $\bar\omega\varepsilon$; в результате такого построения получается характеристика $e^{j\bar\omega\varepsilon}W(j\bar\omega)$ (рис. 21-81, *а*).

Далее, учитывая, что в формулу (21-79) входят частоты $\bar\omega-2\pi$, нанесем на полученную характеристику частоты $2\pi-\bar\omega_1$, $2\pi-\bar\omega_2$, ..., $2\pi-\bar\omega_i$ и построим векторы

$$e^{j(2\pi-\bar\omega_1)}W[j(2\pi-\bar\omega_1)],\dots,$$

$$e^{j(2\pi-\bar\omega_i)}W[j(2\pi-\bar\omega_i)],$$

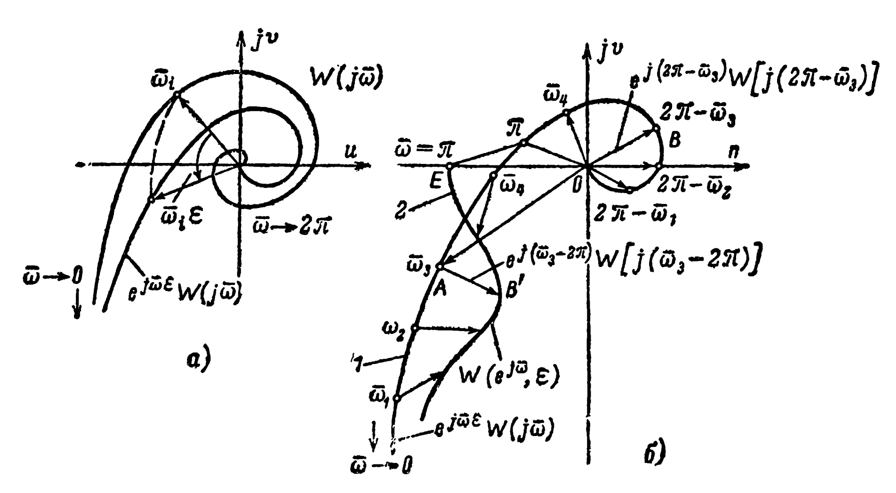


Рис. 21-81. Построение импульсной амплитудно-фазовой характеристики по амплитудно-фазовой характеристике $W(j\omega)$.

сопряженные векторам $e^{j(\overline{\omega}_i-2\pi)}\,W[j(\overline{\omega}_i-2\pi)]$.

Тогда для определения точки импульсной частотной характеристики, соответствующей частоте $\overline{\omega}_i$, достаточно к вектору $e^{j\omega_\varepsilon}\,W(j\overline{\omega}_i)$ (точка A на рис. 21-81, *б*) прибавить вектор, комплексно-сопряженный с вектором $e^{j(2\pi-\overline{\omega}_i)}\,W[j(2\pi-\overline{\omega}_i)]$ (точка B).

Так, выполняя построение от точки к точке, получаем искомую характеристику (рис. 21-81, *б*, кривая *2*). Заметим, что вся импульсная амплитудно-фазовая характеристика пробегается при изменении частоты $\overline{\omega}$ от π (точка E) до 0.

Импульсные передаточные функции с учетом свойств импульсного элемента

Изложенные выше положения относились к системам с δ-ключом. В импульсных системах используются импульсы различной формы и длительности. Они получаются в

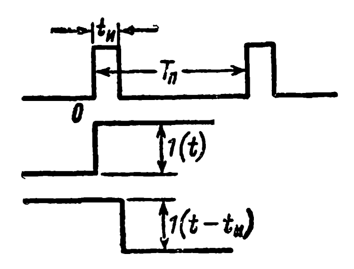


Рис. 21-82. Образование прямоугольного импульсного П-ключа путем сложения двух смещенных разнополярных единичных перепадов.

результате преобразования δ-импульсов в формирующем устройстве с передаточной функцией $W_{ф.у}(p)$ (см. стр. 85 и рис. 21-72). Поэтому необходимо находить z-преобразования с учетом влияния формирующего устройства импульсного элемента.

Найдем вначале $W_{ф.у}(p)$ для некоторых типовых импульсов на выходе *ИЭ*. В соответствии с выражением на стр. 86,

$$W_{ф.у}(p)=\int_0^\infty s(t)\,e^{-pt}\,dt=L\{s(t)\},\qquad (21\text{-}80)$$

где $s(t)$ — выражение для выходного импульса единичной амплитуды. Наиболее важное значение имеют импульсы прямоугольной формы. Представляя каждый импульс единичной амплитуды в виде разности двух смещенных на время $t_и$ единичных функций (рис. 21-82), запишем $s(t)=1(t)-1(t-\gamma T_п)$, где γ — относительная длительность импульса: $\gamma=t_и/T_п$. В соответствии с (21-80) получим:

$$W_{ф.у}(p)=\frac{1-e^{-\gamma pT_п}}{p}.$$

При использовании цифровых вычислительных машин важное значение имеет случай, когда $\gamma=1$. В этом случае решетчатая функция (рис. 21-83, *а*) преобразуется в ступенчатую функцию (рис. 21-83, *б*). Формирующее устройство, осуществляющее такое

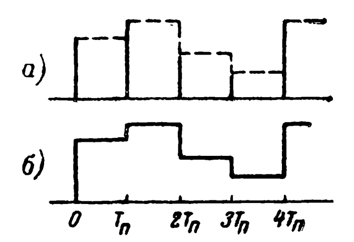


Рис. 21-83. Преобразования импульсов, осуществляемые экстраполятором нулевого порядка.

а — вход; *б* — выход.

преобразование, называется **экстраполятором** нулевого порядка. Для такого экстраполятора

$$W_{ф.у}(p)=\frac{1-e^{-pT_п}}{p}=(1-z^{-1})\frac{1}{p}=\frac{z-1}{z}\frac{1}{p}\qquad (21\text{-}81)$$

Если, помимо того, экстраполятором еще вносится запаздывание на время $\tau_з$, то

$$W_{ф.у}(p)=\frac{1-e^{-pT_п}}{p}e^{-p\tau_з}=\frac{z-1}{zp}e^{-\tau_з p}$$

При достаточно коротких импульсах ($\gamma\ll 1$) характер процессов в системе мало зависит от их формы, а определяется лишь энергией импульсов. *Поэтому в случае очень коротких импульсов импульсы любой формы можно считать прямоугольными, для которых передаточная функция формирующего устройства выражается формулой* (21-81).

При нахождении передаточных функций с учетом импульсного элемента определяют вначале общую передаточную функцию непрерывной части системы $W_{н.ч}(p)$ и формирующего устройства, т. е.

$$W(p)=W_{н.ч}(p)\,W_{ф.у}(p).$$

а затем находят импульсную передаточную функцию $W(z)$, в которой уже учитываются свойства формирующего устройства. Если в свою очередь, $W_{н.ч}(p)$ представляют собой соединение нескольких звеньев $W_1(p)\,W_2(p)\,\ldots\,W_n(p)$, то импульс-

ную передаточную функцию $W(z)$ находят от передаточной функции

$$W(p) = W_{ф.у} W_1(p) W_2(p) \dots W_n(p)$$

в соответствии с изложенными ранее правилами.

Для импульсов прямоугольной формы

$$W(p) = \frac{1 - e^{-\gamma p T_п}}{p} W_{н.ч}(p) \qquad (21\text{-}82)$$

и схема с импульсным элементом, формирующим прямоугольные импульсы (П-ключом), может быть заменена схемой с δ-ключом, у которой передаточная функция разомкнутой системы выражается формулой (21-82). При этом импульсная передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$Z\{W(p)\} = Z\left\{\frac{W_{н.ч}(p)}{p}\right\} - Z\left\{\frac{W_{н.ч}(p)}{p} e^{-\gamma p T_п}\right\} = W_0(z) - z^{-1} W_0(z, \varepsilon)|_{\varepsilon=1-\gamma} = W_0(z) - z^{-1} W_0(z, 1-\gamma).$$

Здесь через $W_0(z)$ обозначено z-преобразование от $W(p)/p$, а через $W_0(z, \varepsilon)$ — модифицированное z-преобразование от $W(p)/p$. Последние соотношения записаны с учетом теоремы запаздывания.

Пример 1. Найти z-преобразование для фильтра $W_{н.ч}(p)$ с экстраполятором нулевого порядка. Передаточная функция $W(p)$ фильтра с экстраполятором

$$W(p) = \frac{1 - e^{-pT_п}}{p} W_{н.ч}(p) = \left(1 - e^{-pT_п}\right) \frac{W_{н.ч}(p)}{p}.$$

Так как

$$1 - e^{-pT_п} = \frac{e^{pT_п} - 1}{e^{pT_п}} = \frac{z-1}{z},$$

то

$$W(p) = \frac{z-1}{z}\left[\frac{W_{н.ч}(p)}{p}\right].$$

Используя свойство (21-77а), для z-преобразования, запишем:

$$W(z) = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{W_{н.ч}(p)}{p}\right\}. \qquad (21\text{-}83)$$

Пример 2. Найти импульсную передаточную функцию для соединения интегрирующего и инерционного звеньев с экстраполятором нулевого порядка.

В соответствии с формулой (21-83) запишем:

$$W(z) = \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{W_{н.ч}(p)}{p}\right\} = Z\left\{\frac{K}{p^2(Tp+1)}\right\}\frac{z-1}{z}.$$

Обозначим:

$$W(p) = \frac{W_{н.ч}(p)}{p} = \frac{K}{p^2(Tp+1)}.$$

Представим $W(p)$ в виде суммы простейших дробей, воспользовавшись формулами разложения, приведенными на стр. 102:

$$W(p) = \frac{1}{p^2}\frac{M(p)}{N(p)} = \frac{c_1}{p} + \frac{c_2}{p^2} + \frac{c_3}{p - p_3}.$$

Так как здесь $M(p) = K$; $N(p) = Tp+1$, то находим:

$$c_2 = \frac{M(0)}{N(0)} = K;$$

$$c_1 = \frac{d}{dp}\left[\frac{K}{Tp+1}\right]_{p=0} = -\left[\frac{KT}{(Tp+1)^2}\right]_{p=0} = -KT.$$

Корень p_3 находится из равенства $Tp + 1 = 0$, т. е. $p_3 = -\frac{1}{T}$. Тогда

$$c_3 = \frac{M(p_k)}{N'(p_k) p_k^2} = \frac{K}{T\left(-\frac{1}{T}\right)^2} = KT,$$

так как $l = 2$.

Таким образом получаем:

$$W(p) = -\frac{KT}{p} + \frac{K}{p^2} + \frac{KT}{p + \frac{1}{T}};$$

z-преобразования простейших дробей известны. Получаем:

$$Z\{W(p)\} = -KT\frac{z}{z-1} + K\frac{T_п z}{(z-1)^2} + KT\frac{z}{z - e^{-\frac{T_п}{T}}} = K\left[\frac{T_п z}{(z-1)^2} + zT\left(\frac{1}{z - e^{-\frac{T}{T_п}}} - \frac{1}{z-1}\right)\right] =$$

$$= K\left[\frac{T_п z}{(z-1)^2} - \frac{Tz\left(1 - e^{-\frac{T_п}{T}}\right)}{(z-1)\left(z - e^{-\frac{T_п}{T}}\right)}\right]$$

Заметим, что это выражение можно найти сразу в достаточно подробных таблицах

z-преобразований. Таким образом, окончательно получаем:

$$W(z)=K\left[\frac{T_\text{п}}{z-1}-\frac{T\left(1-e^{-\frac{T_\text{п}}{T}}\right)}{z-e^{-\frac{T_\text{п}}{T}}}\right].$$

Пример 3. Найти модифицированную передаточную функцию для инерционного звена с экстраполятором нулевого порядка.

В соответствии с формулой (21-83)

$$W(z,\varepsilon)=\frac{z-1}{z}Z_\varepsilon\left\{\frac{K}{p(Tp+1)}\right\}=$$

$$=\frac{z-1}{z}Z_\varepsilon\left\{K\frac{a}{p(p+a)}\right\},$$

$$a=\frac{1}{T}.$$

Поступая как в предыдущем примере, находим:

$$Z_\varepsilon\left\{K\frac{a}{p(p+a)}\right\}=$$

$$=Z_\varepsilon\left\{\frac{K}{p}\right\}-Z_\varepsilon\left\{\frac{K}{p+a}\right\}.$$

В соответствии с табл. 21-9 (см. также стр. 101) найдем:

для полюса $p=0$ z-преобразование $\frac{z}{z-1}$;

для полюса $p=-a$ z-преобразование

$$\frac{ze^{p_k\varepsilon}}{z-e^{p_kT_\text{п}}}=\frac{ze^{-a\varepsilon T_\text{п}}}{z-e^{-aT_\text{п}}}.$$

Таким образом

$$Z_\varepsilon\left\{K\frac{a}{p(p+a)}\right\}=$$

$$=\frac{Kz}{z-1}-\frac{Kze^{-a\varepsilon T_\text{п}}}{z-e^{-aT_\text{п}}};$$

$$W(z,\varepsilon)=K\frac{z-1}{z}\times$$

$$\times\left\{\frac{z}{z-1}-\frac{ze^{-a\varepsilon T_\text{п}}}{z-e^{-aT_\text{п}}}\right\}=$$

$$=K\left\{1-\frac{(z-1)e^{-a\varepsilon T_\text{п}}}{z-e^{aT_\text{п}}}\right\}.$$

Пример 4. Найти импульсную передаточную функцию для соединения интегрирующего звена и ключа, формирующего импульсы прямоугольной формы (П-ключа).

Передаточная функция соединения ключа и интегрирующего звена

$$W(p)=K\frac{1-e^{-p\gamma T_\text{п}}}{p^2}=\frac{K}{p^2}-\frac{K}{p^2}e^{-p\gamma T_\text{п}}.$$

Учитывая, что z-преобразование суммы есть сумма z-преобразований, находим:

$$Z\{W(p)\}=Z\left\{\frac{K}{p^2}\right\}-$$

$$-Z\left\{\frac{K}{p^2}e^{-p\gamma T_\text{п}}\right\}=Z_\text{I}+Z_\text{II};$$

$$Z_\text{I}=\frac{KT_\text{п}z}{(z-1)^2}.$$

Для получения импульсной передаточной функции звена K/p^2 с запаздыванием $\tau_з=\gamma T_\text{п}$ необходимо записать $Z_\varepsilon\{K/p^2\}$, *заменить* ε *на* $1-\gamma$ *и умножить результат на* z^{-1} (см. стр. 100). В результате получим:

$$Z_\text{II}=z^{-1}Z_\varepsilon\left\{\frac{K}{p^2}\right\}_{\varepsilon=1-\gamma}=$$

$$=z^{-1}K\left[\frac{z\varepsilon T_\text{п}}{z-1}+\frac{zT_\text{п}}{(z-1)^2}\right]_{\varepsilon=1-\gamma}=$$

$$=\frac{K(1-\gamma)T_\text{п}}{z-1}+\frac{KT_\text{п}}{(z-1)^2}.$$

Искомое z-преобразование:

$$Z\{W(p)\}=K\left[\frac{T_\text{п}z}{(z-1)^2}-\frac{T_\text{п}z}{(z-1)^2}-\right.$$

$$\left.-\frac{(1-\gamma)T_\text{п}}{z-1}\right]=K\frac{\gamma T_\text{п}}{z-1}. \qquad (21\text{-}84)$$

В случае экстраполятора нулевого порядка согласно формуле (21-83) запишем:

$$Z\{W(p)\}=\frac{z-1}{z}Z\left\{\frac{K}{p^2}\right\}=$$

$$=\frac{z-1}{z}\frac{KT_\text{п}z}{z-1}=\frac{KT_\text{п}}{z-1}. \qquad (21\text{-}84^*)$$

Тот же результат получается и из найденной формулы (21-84), если положить $\gamma=1$.

В данном случае замена экстраполятора нулевого порядка (т. е. П-ключа с длительностью импульса $T_\text{п}$) П-ключом с длительностью импульса $\gamma T_\text{п}$ приводит к пропорциональному уменьшению коэффициента передачи системы ($K\gamma$ вместо K). Физически этот результат легко объясняется тем, что выходная величина интегратора пропорциональна времени действия входного прямоугольного импульса.

Пример 5. Найти импульсную передаточную функцию для соединения инерционного звена и ключа (П-Кл), формирующего импульсы прямоугольной формы (рис. 21-84). Поступим аналогично предыдущему примеру. Передаточная функция

соединения ключа и инерционного звена (см. примеры на стр. 100, 105)

$$W(p)=\frac{1-e^{-p\gamma T_п}}{p}\,\frac{K}{Tp+1}=$$

$$=K\frac{a}{p(p+a)}-K\frac{a}{p(p+a)}\,e^{-p\gamma T_п},$$

$$a=\frac{1}{T}.$$

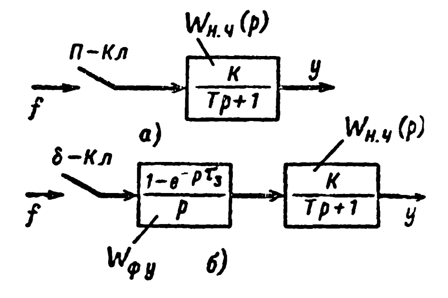


Рис. 21-84. Приведение системы с П-ключом к эквивалентной системе с δ-ключом.

а — исходная структурная схема; б — эквивалентная схема с П-ключом; $W_{ф.у}$ — передаточная функция формирующего устройства; $W_{н.ч}$ — передаточная функция исходной системы.

Учитывая, что z-преобразования каждого из слагаемых будут соответственно (см. примеры на стр. 107):

$$W_I(z)=Z\left\{K\frac{a}{p(p+a)}\right\}=$$

$$=K\left[\frac{z}{z-1}-\frac{z}{z-e^{-aT_п}}\right];$$

$$W_{II}(z)=Z\left\{K\frac{a}{p(p+a)}\,e^{-p\gamma T_п}\right\}=$$

$$=K\left[\frac{1}{z-1}-\frac{e^{-a(1-\gamma)T_п}}{z-e^{-aT_п}}\right],$$

получаем:

$$W(z)=W_I(z)+W_{II}(z)=$$

$$=K\left[1-\frac{z-e^{-a(1-\gamma)T_п}}{z-e^{-aT_п}}\right]=$$

$$=K\frac{e^{-a(1-\gamma)T_п}-e^{-aT_п}}{z-e^{-aT_п}}.$$

Импульсные передаточные функции замкнутых систем

Импульсная передаточная функция замкнутой системы определяется как отношение модифицированного z-преобразования выходного $y[nT_п]$ и z-преобразования входного $x[nT_п]$ сигналов:

$$\Phi(z,\varepsilon)=\frac{Y(z,\varepsilon)}{X(z)}.$$

Для получения $\Phi(z,\varepsilon)$ необходимо учесть связь между сигналом рассогласования f, входом x и выходом y (уравнение замыкания):

$$f(t)=x(t)-y(t).$$

Вид передаточной функции существенно зависит от места расположения δ-ключа.

Схема с прерыванием сигнала рассогласования (рис. 21-85). Импульсный элемент выделяет из сигнала $f(t)$ только его значения в моменты $nT_п$, т. е. можно записать:

$$f^*(t)=x^*(t)-y^*(t), \qquad (21\text{-}85)$$

в связи с чем находим

$$F(z)=X(z)-Y(z). \qquad (21\text{-}86)$$

Но, с другой стороны,

$$Y(z,\varepsilon)=W(z,\varepsilon)F(z)=$$

$$=W(z,\varepsilon)[X(z)-Y(z)]. \qquad (21\text{-}87)$$

Полагая в последнем равенстве $\varepsilon=0$, получаем

$$Y(z)=W(z)F(z).$$

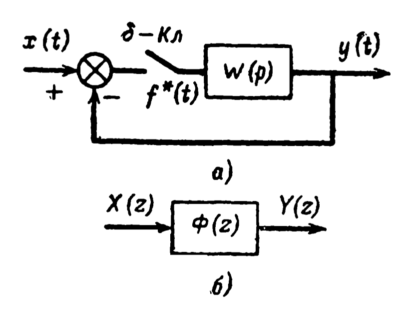


Рис. 21-85. Система с δ-ключом в цепи сигнала рассогласования.

а — структурная схема; б — эквивалентная передаточная функция замкнутой системы.

Из (21-85) и (21-86) находим:

$$X(z)-Y(z)=\frac{Y(z)}{W(z)}$$

или

$$Y(z)=\frac{W(z)}{1+W(z)}X(z). \qquad (21\text{-}88)$$

Учитывая далее (21-87) и (21-88), получаем

$$Y(z,\varepsilon)=W(z,\varepsilon)\left[X(z)-\frac{W(z)}{1+W(z)}X(z)\right]=$$

$$=\frac{W(z,\varepsilon)}{1+W(z)}X(z)=\Phi(z,\varepsilon)X(z), \qquad (21\text{-}89)$$

где

$$\Phi(z,\varepsilon)=\frac{Y(z,\varepsilon)}{X(z)}=\frac{W(z,\varepsilon)}{1+W(z)}. \qquad (21\text{-}90)$$

Импульсная передаточная функция $\Phi(z, \varepsilon)$ замкнутой системы выражается через импульсную передаточную функцию разомкнутой системы иначе, чем для непрерывных систем (см. стр. 43); только для случая $\varepsilon=0$ выражения, характеризующие связь передаточных функций, замкнутых и разомкнутых, для импульсных и непрерывных систем совпадают, так как в этом случае

$$\Phi(z)=\frac{Y(z, 0)}{X(z)}=\frac{W(z)}{1+W(z)}.$$

Найдем передаточную функцию для ошибки (рассогласования) в замкнутой системе аналогично тому, как это имело место для непрерывных систем (стр. 43).

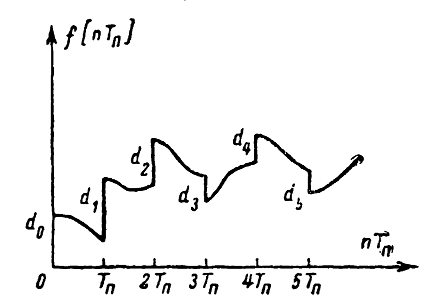


Рис. 21-86. Разрывная решетчатая функция с разрывами d_n в точках $nT_п$.

Для этого подвергнем выражение (21-85) модифицированному z-преобразованию

$$F(z, \varepsilon)=X(z, \varepsilon)-Y(z, \varepsilon).$$

Учитывая далее, что

$$Y(z, \varepsilon)=\Phi(z, \varepsilon) X(z),$$

получаем

$$F(z, \varepsilon)=X(z, \varepsilon)-\Phi(z, \varepsilon) X(z). \quad (21\text{-}91)$$

Ошибка зависит от величины ε. Поэтому в импульсных системах следует говорить о передаточной функции для ошибки в определенный момент времени (при определенном ε). Полагая $\varepsilon=0$, из выражения (21-91) получаем равенство:

$$F(z)=X(z)[1-\Phi(z)],$$

которое позволяет ввести понятие об импульсной передаточной функции по ошибке:

$$\Phi_f(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=1-\Phi(z)=\frac{1}{1+W(z)}. \quad (21\text{-}92)$$

Эта передаточная функция выражается так же, как для случая непрерывных систем регулирования (стр. 44). Заметим, что все приведенные соотношения справедливы для случая, когда $f(t)$ — непрерывная функция времени. С помощью последней этой формулы можно определять рассогласование в системе в тактовых точках $nT_п$, т. е. определять функцию $f[nT_п]$.

Если функция $f(t)$ имеет конечные разрывы d_n в точках $nT_п$ (рис. 21-86), то $f[(n+1)T_п]=\{f[(n+\varepsilon)T_п]\}_{\varepsilon=1}+d_n$. В этом случае передаточные функции системы выражаются следующим образом:

$$\Phi(z, \varepsilon)=\frac{W(z, \varepsilon)}{1+z^{-1} W(z, 1)} \text{ для } \varepsilon \neq 0; \quad (21\text{-}93)$$

$$\Phi(z)=\frac{W(z)}{1+z^{-1} W(z, 1)} \text{ для } \varepsilon=0. \quad (21\text{-}94)$$

а передаточная функция для ошибки (при $\varepsilon=0$)

$$\Phi_f(z)=\frac{1}{1+z^{-1} W(z, 1)}. \quad (21\text{-}95)$$

Если передаточная функция $W(p)$ представляет собой дробно-рациональную функцию, у которой степень числителя хотя бы на единицу меньше степени знаменателя, обе формулы (21-95) и (21-92) для простейшего экстраполятора приводят к одинаковому результату.

Система с выходом в промежуточной точке и импульсным элементом в цепи сигнала рассогласования (рис. 21-87). Для модифицированного z-преобразования сигнала $e(t)$ получаем:

$$E(z, \varepsilon)=W_1(z, \varepsilon) F(z)=W_1(z, \varepsilon) F^*(p)\Big|_{p=\frac{1}{T_п}\ln z} \quad (21\text{-}96)$$

С другой стороны, для $F(p)$ запишем:

$$F(p)=X(p)-Y(p)=X(p)-W_1(p) W_2(p) F^*(p).$$

Подвергнем z-преобразованию обе части последнего равенства:

$$F(z)=X(z)-Z\{W_1(p) W_2(p)\} F(z),$$

откуда

$$F(z)=\frac{X(z)}{1+Z\{W_1(p) W_2(p)\}}. \quad (21\text{-}97)$$

Подставляя (21-97) в (21-96), сразу получаем:

$$E(z, \varepsilon)=\frac{W_1(z, \varepsilon) X(z)}{1+Z\{W_1(p) W_2(p)\}}. \quad (21\text{-}98)$$

Соответственно

$$E(z)=\frac{W_1(z) X(z)}{1+Z\{W_1(p) W_2(p)\}}. \quad (21\text{-}99)$$

Система с возмущением Π **в промежуточной точке и** δ**-импульсным элементом в цепи сигнала рассогласования** (рис. 21-88).

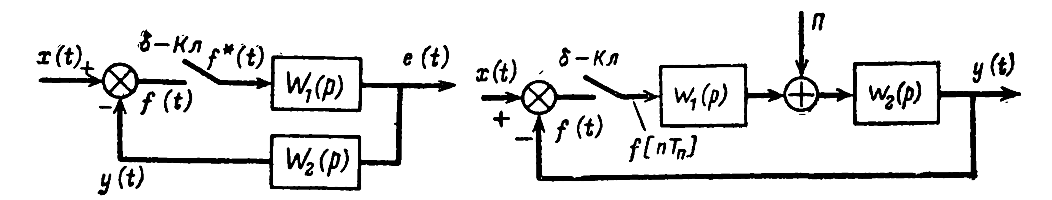


Рис. 21-87. Структурная схема системы с δ-ключом в цепи сигнала рассогласования и выходом $e(t)$ в промежуточной точке.

Рис. 21-88. Структурная схема системы с δ-ключом при наличии внешнего возмущения $П$ в промежуточной точке.

Преобразование Лапласа выхода

$$Y(p) = W_1(p)W_2(p)F^*(p) + + П(p)W_2(p), \quad (21\text{-}100)$$

где

$$F^*(p) = X(p) - Y(p). \quad (21\text{-}101)$$

Для z-преобразования (21-100) получаем:

$$Y(z) = Z\{W_1(p)W_2(p)\}F(z) + +Z\{П(p)W_2(p)\}.$$

Но так как, с другой стороны, в соответствии с условием (21-101)

$$F(z) = X(z) - Y(z),$$

то

$$Y(z) = Z\{W_1(p)W_2(p)\}[X(z) - Y(z)] + + Z\{П(p)W_2(p)\}.$$

Отсюда

$$Y(z) = \frac{Z\{П W_2\}}{1+Z\{W_1W_2\}} = \frac{Z\{ПW_2\}}{1+W(z)}. \quad (21\text{-}102)$$

Здесь z-преобразование, заключенное в скобки, рассматривается в указанном выше смысле и, конечно.

$$Z\{П(p)W_2(p)\} \neq П(z)W_2(z).$$

Система с импульсным элементом в цепи обратной связи (рис. 21-89). Для преобразования Лапласа выходного сигнала получаем:

$$E(p) = [X(p) - Y(p)]W_1(p) = = X(p)W_1(p) - Y(p)W_1(p).$$

После z-преобразования находим:

$$E(z) = Z\{W_1(p)X(p)\} - - Z\{Y(p)W_1(p)\}.$$

Для исключения промежуточного значения $Y(p)$ учтем, что

$$Y(p) = W_2(p)E^*(p).$$

Тогда

$$E(z) = Z\{W_1(p)X(p)\} - - Z\{W_1(p)W_2(p)E^*(p)\} = = Z\{W_1W_2\} - Z\{W_1W_2\}E(z).$$

Отсюда

$$E(z) = \frac{Z\{W_1W_2\}}{1+Z\{W_1W_2\}}. \quad (21\text{-}103)$$

Для модифицированных z-преобразований находим:

$$E(z, \varepsilon) = Z_\varepsilon\{W_1X\} - Z_\varepsilon\{YW_1\} = = Z_\varepsilon\{W_1X\} - Z_\varepsilon\{W_1W_2\}E(z) = = Z_\varepsilon\{W_1X\} - Z_\varepsilon\{W_1W_2\}\frac{Z\{W_1X\}}{1+Z\{W_1W_2\}}. \quad (21\text{-}104)$$

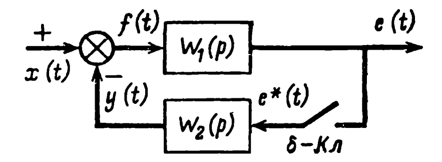


Рис. 21-89. Структурная схема системы с δ-ключом и выходом $e(t)$ в промежуточной точке.

Большое число примеров преобразований структурных схем с различным расположением импульсных элементов содержится в [Л. 16].

21-10. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ИМПУЛЬСНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Дискретные переходная и импульсная переходная (весовая) характеристики

Выходной сигнал системы $y[nT_п, \varepsilon]$ может быть представлен в виде суммы двух составляющих: свободной $y_{св}$ и вынужденной $y_в$. Первая из них определяется полюсами передаточной функции замкнутой системы. В устойчивой системе с увеличением n она стремится к нулю. Вторая зависит также от внешних воздействий. Для нахождения $y[nT_п]$ достаточно осуществить операцию обратного преобразования Лапласа от функции $Y(z)$:

$$y[nT_п] = Z^{-1}\{Y(z)\} = = y_{св}[nT_п] + y_в[nT_п].$$

Для нахождения обратного z-преобразования пользуются формулами обращения или (если это возможно) разлагают $Y(z)$ в ряд по отрицательным степеням z; тогда

коэффициенты этого ряда и будут представлять собой функцию $y[nT_п]$, т. е. давать значения выходной величины в дискретные моменты времени.

В общем случае для нахождения решения в любой момент времени можно использовать приведенные ранее формулы (стр. 102), причем здесь

$$y_{св}[nT_п, \varepsilon] \doteq \sum_{\nu=1}^{r} \operatorname*{Res}_{z_\nu} \Phi(z, \varepsilon) X(z) z^{n-1}; \tag{21-105}$$

$$y_в[nT_п, \varepsilon] = \sum_{\nu=1}^{m} \operatorname*{Res}_{\lambda_\nu} \Phi(z, \varepsilon) X(z) z^{n-1}, \tag{21-106}$$

где вычеты берутся относительно полюсов $z_1, z_2, \ldots, z_r$ передаточной функции замкнутой системы в формуле (21-105) и полюсов $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_m$ z-преобразования входного воздействия.

Обычно при определении переходных процессов ограничиваются нахождением дискретной переходной характеристики $h[nT_п]$, т. е. реакции на единичную решетчатую функцию $1[nT_п]$, или дискретной импульсной переходной характеристики $g[nT_п]$, равной значению весовой функции $g(t)$ в моменты $nT_п$.

Для z-преобразования входного воздействия в виде единичной решетчатой функции имеем:

$$Z\{1[nT_п]\} = \frac{z}{z-1}.$$

Отсюда получаем z-преобразование дискретной переходной характеристики:

$$H(z, \varepsilon) = \frac{z}{z-1} \Phi(z, \varepsilon). \tag{21-107}$$

Обратное преобразование Лапласа этого выражения дает дискретную характеристику, которая определяется по формуле:

$$h[nT_п, \varepsilon] = \Phi[1, \varepsilon] - \sum_{\nu=1}^{r} \frac{A(z_\nu, \varepsilon)}{B'(z_\nu)(1-z_\nu)} z_\nu^n \Bigg|_{z_\nu = e^{p_\nu T_п}}. \tag{21-108}$$

Здесь $\Phi[1, \varepsilon]$ дает установившееся значение выходной величины (при $n \to \infty$), а z_ν являются **полюсами** передаточной функции замкнутой системы:

$$\Phi(z, \varepsilon) = \frac{A(z, \varepsilon)}{B(z)} = \frac{a_r(\varepsilon) + a_{r-1}(\varepsilon) z^{-1} + \cdots + a_0(\varepsilon) z^{-r}}{b_l + b_{l-1} z^{-1} + \cdots + b_1 z^{-(l-1)} + b_0 z^{-l}}. \tag{21-109}$$

При расчетах вместо использования общих формул производят разложение функции $\Phi(z, \varepsilon)$ на простейшие дроби, а затем переходят к обратному преобразованию, используя таблицы z-преобразований.

Иногда удобнее для определения $h[nT_п, \varepsilon]$ разложить функцию $\Phi(z, \varepsilon)$ по степеням z^{-n}, что выполняется путем почленного деления числителя на знаменатель.

Из формулы (21-105) видно, что вид переходной характеристики определяется расположением полюсов импульсной передаточной функции. Комплексно-сопряженным и вещественным отрицательным полюсам z_ν соответствуют колебательный характер составляющих процесса, а положительным полюсам — монотонный характер. Если хотя бы для одного корня $|z_\nu| > 1$, то процесс расходится во времени и система получается неустойчивой (см. стр. 48). Это иллюстрируется табл. 21-10, в которой светлыми кружками слева показано расположение полюсов импульсной передаточной функции замкнутой системы относительно окружности на плоскости $z = \alpha + j\beta$ единичного радиуса и приведен характер составляющих переходного процесса.

Переходный процесс в импульсной системе может иметь **конечную длительность**, т. е. в отличие от систем непрерывного регулирования полностью заканчиваться за конечное число периодов $T_п$. Можно показать, что это будет происходить в том случае, когда в полиноме знаменателя $B(z)$ передаточной функции (21-109) все коэффициенты кроме b_l равны нулю:

$$b_0 = b_1 = \ldots = b_{l-1} = 0; \quad b_l \neq 0.$$

Тогда процесс длится $n \leqslant l$ периодов [Л. 14, стр. 464].

Импульсная передаточная функция замкнутой системы $\Phi(z, \varepsilon)$ представляет собой z-преобразование импульсной переходной характеристики, т. е.

$$\Phi(z, \varepsilon) = Z\{g[nT_п, \varepsilon]\} = \sum_{n=0}^{\infty} g[nT_п, \varepsilon] z^{-n}. \tag{21-110}$$

Зная $g[nT_п, \varepsilon]$, можно найти реакцию системы на любое воздействие $x[nT_п]$, используя формулу свертки (стр. 96), аналогичную интегралу суперпозиции:

$$y[nT_п, \varepsilon] = \sum_{m=0}^{n} g[mT_п, \varepsilon] x[n-m, 0]. \tag{21-111}$$

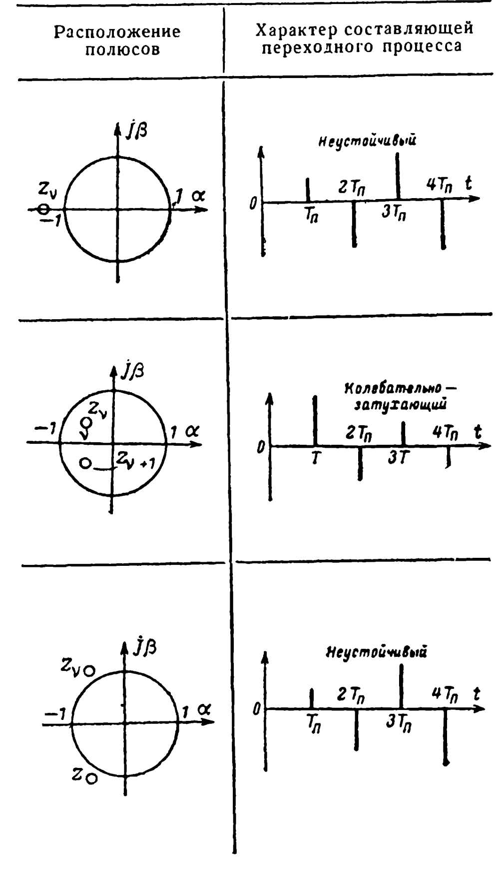
Для нахождения дискретной весовой функции $g[nT_п, \varepsilon]$ удобнее всего разложить $\Phi(z, \varepsilon)$ в ряд по убывающим степеням z, например, путем деления числителя (2-109) на знаменатель. Тогда коэффициенты полученного ряда и будут значениями функции $g[(n+\varepsilon)T_п]$. Известен также способ нахождения дискретной весовой характеристики замкнутой системы по импульсной характеристике разомкнутой системы [Л. 14].

Таблица 21-10

Зависимость свойств переходного процесса от расположения полюсов импульсных передаточных функций

Расположение полюсов	Характер составляющей переходного процесса
	Затухающий
	Колебательно-затухающий
	Граница устойчивости
	Граница устойчивости
	Переходный процесс отсутствует
	Неустойчивый

Продолжение табл. 21-10



Пример. Найти дискретную переходную характеристику замкнутой системы с δ-импульсным элементом и передаточной функцией непрерывной части системы

$$W(p) = \frac{K}{p(Tp+1)}$$

при $K=2$ 1/*сек*, $T=0{,}1$ *сек* и $T_п=0{,}1$ *сек* для моментов времени $nT_п$ [Л. 16].

В соответствии с таблицей z-преобразований находим импульсную передаточную функцию (см. также пример на стр. 101).

$$W(z) = \frac{Kz\left(1-e^{-\frac{T}{T_п}}\right)}{(z-1)\left(z-e^{-\frac{T}{T_п}}\right)} = \frac{2z(1-e^{-1})}{(z-1)(z-e^{-1})} = \frac{1{,}26z}{z^2-1{,}37z+0{,}37}. \quad (21\text{-}112)$$

Передаточная функция замкнутой системы для $\varepsilon=0$

$$\Phi(z)=\frac{W(z)}{1+W(z)}=$$

$$=\frac{1,26z}{z^2-0,11z+0,37}=\frac{A(z)}{B(z)}. \quad (21\text{-}113)$$

Учитывая, что на вход воздействует единичная ступенчатая функция $1(t)$, для z-преобразования дискретной переходной характеристики имеем:

$$H(z)=\frac{z}{z-1}\Phi(z)=$$

$$=\frac{1,26z^2}{(z-1)(z^2-0,11z+0,37)}=$$

$$=\frac{1,26z^2}{z^3-1,11z^2+0,48z+0,37}. \quad (21\text{-}114)$$

Наиболее простой способ определения $h[nT_п]$ состоит в делении числителя на знаменатель функции $H(z)$. В результате находим:

$$H(z)=1,26z^{-1}+1,4z^{-2}+0,9z^{-3}+\cdots+=$$

$$=\sum_{n=1}^{\infty}h[nT_п]z^{-n}.$$

Отсюда сразу получаем (рис. 21-90, a):

$h[T_п]=1,26$; $h[2T_п]=1,4$; $h[3T_п]=0,9$...

Установившееся значение выходной величины, соответствующее $n\to\infty$, определяем по теореме о конечном значении (см. стр. 96):

$$h_{уст}=h(\infty)=\lim_{n\to\infty}h[nT_п]=$$

$$=\lim_{z\to 1}\frac{z-1}{z}H(z)=\lim_{z\to 1}\Phi(z)=1.$$

Таким образом, найдены значения решетчатой переходной характеристики.

Найдем ту же характеристику путем разложения на простейшие дроби (использованием формулы на стр. 111). Определим полюсы $\Phi(z)$. Из выражения (21-113) видно, что полюсы находятся из уравнения

$$z^2-0,11\ z+0,37=0.$$

Отсюда получаем:

$$z_1=0,05+j0,06;\quad z_2=0,05-j0,6.$$

Найдем далее величины $p_\nu=\alpha_\nu+j\beta_\nu$, соответствующие полюсам z_ν, т. е. приведем выражения, входящие в z-преобразование выходного сигнала, к табличной форме. Для корня $z_1=0,05+j0,6$, получаем:

$$0,05+i\,0,06=e^{T_п(\alpha_1+j\beta_1)}.$$

Отсюда

$$e^{\alpha_1 T_п}\cos T_п\beta_1=0,05;$$

$$e^{\alpha_1 T_п}\sin T_п\beta_1=0,6.$$

В результате найдем:

$$\alpha_1 T_п=-0,5;\ \beta_1 T_п=-1,49$$

или

$$\alpha_1=-5;\ \beta_1=14,9.$$

Следовательно,

$$z_1=e^{-0,1(5+j\,14,9)}.$$

Корень z_2 сопряжен с корнем z_1 и, следовательно,

$$z_2=e^{-0,1(5-j\,14,9)}.$$

Для упрощения дальнейших выкладок учтем, что при подстановке сопряженных значений z_1 и z_2 в формулу разложения на простейшие дроби (21-108) перед сопряженными комплексными числами $e^{-0,1(5+j14,9)}$ и $e^{-0,1(5-j14,9)}$ будут сопряженные комплексные коэффициенты $u+jv$ и $u-jv$, так что сумма в выражении (21-108) имеет вид:

$$(u+jv)e^{\alpha+j\beta}+(u-jv)e^{\alpha-j\beta}=$$

$$=2^{\alpha}[u\cos\beta-v\sin\beta].$$

Здесь через α и β обозначены:

$$\alpha=-5\ nT_п;\ \beta=14,9\ nT_п,$$

а u и v находятся из равенства, полученного в результате подстановки корня z_1 в выражение

$$\left[\frac{A(z)}{B'(z)(z-1)}\right]_{z_1}=\frac{1,26z_1}{(2z_1-0,11)(z_1-1)}=$$

$$=\frac{1,26(0,05+0,6j)}{(0,1+1,2i-0,11)(1-0,05-0,6j)}=$$

$$=u+jv.$$

После простых преобразований находим:

$$u=-0,476;\ v=0,3.$$

Следовательно, для $h[nT_п]$ получаем:

$$h[nT_п]=1-e^{-5nT_п}[\cos 14,9nT_п-$$

$$-0,52\sin 14,9nT_п].$$

Необходимо подчеркнуть, что эта формула отображает функцию $h[nT_п]$ в дискретных точках $nT_п$. Давая значения $n=1, 2, 3, \ldots$, получаем:

$$h[1]=1-e^{-5T_п}[\cos 14,9T_п-$$

$$-0,52\sin 14,9T_п]=1-0,606(0,08-$$

$$-0,52\cdot 0,99)=1,264;$$

$$h[2]=1-e^{-10T_п}[\cos 29,8T_п-$$

$$-0,52\sin 29,8T_п]=1-$$

$$-e^{-1}(\cos 2,98-0,52\sin 2,98)=1,4$$

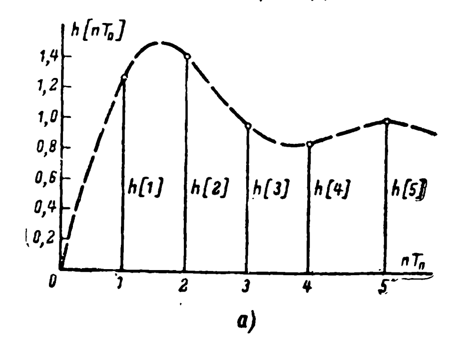
и т. д., что совпадает с найденным ранее (рис. 21-90, a).

Пример. Найти импульсную переходную характеристику замкнутой системы, со-

стоящей из экстраполятора нулевого порядка и инерционного звена.

Импульсная передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(z, \varepsilon) = \frac{W(z, \varepsilon)}{1 + W(z)}, \qquad (21\text{-}115)$$



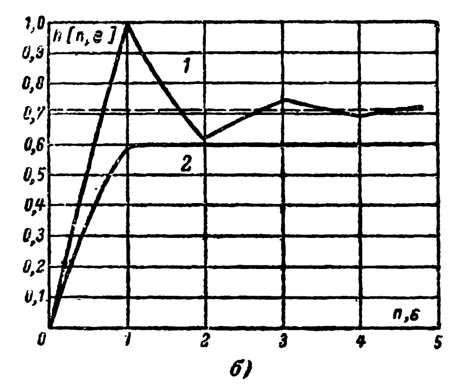


Рис. 21-90. Импульсные переходные характеристики.

а — для примера 1; *б* — для примера 2.

где импульсная передаточная функция (см. пример *3* на стр. 107)

$$W(z, \varepsilon) = K\left[1 - \frac{(z-1)\,e^{-a\varepsilon T_п}}{z - e^{-aT_п}}\right]. \qquad (21\text{-}116)$$

Подставляя (21-116) в (21-115), находим:

$$\Phi(z, \varepsilon) = K\frac{z\left(1 - e^{-a\varepsilon T_п}\right) - e^{-aT_п} + e^{-a\varepsilon T_п}}{z - e^{-aT_п} + K\left[1 - e^{-aT_п}\right]}. \qquad (21\text{-}117)$$

Единственный полюс передаточной функции

$$z = z_1 = e^{-aT_п} - K\left[1 - e^{-aT_п}\right]$$

отличен от нуля. Следовательно,

$$h[nT_п, \varepsilon] = \Phi[1, \varepsilon] - \frac{A(z_1, \varepsilon)}{B'(z_1)(1 - z_1)}\, z_1^{-n}\Big|_{z_1 = e^{p_1 T_п}}.$$

При этом

$$h_{уст} = \lim_{n\to\infty} h[nT_п, \varepsilon] = \Phi[1, \varepsilon] = K\frac{1 - e^{-aT_п}}{\left(1 - e^{-aT_п}\right)(K+1)} = \frac{K}{K+1}$$

и от ε не зависит.

Доведем пример до числового результата, задавшись определенными значениями $T_п$, T и K.

Примем, что

$$\frac{T_п}{T} = aT_п = 0{,}5; \quad K = 2{,}5.$$

Тогда

$$z_1 = e^{-0{,}5} - 2{,}5(1 - e^{-0{,}5}) = -0{,}38;$$

$$A(z_1, \varepsilon) = K\left[z_1\left(1 - e^{-a\varepsilon T_п}\right) - e^{-aT_п} + e^{-a\varepsilon T_п}\right] = 2{,}5\left(1{,}38\,e^{-0{,}5\varepsilon} - 0{,}98\right);$$

$$B'(z_1) = 1; \quad \Phi[1, \varepsilon] = \frac{K}{K+1} = \frac{2{,}5}{3{,}5} = 0{,}71;$$

$$h[n, \varepsilon] = 0{,}71 + (1{,}78 - 2{,}5\,e^{-0{,}5\varepsilon})(-0{,}38)^n.$$

Переходный процесс имеет вид затухающих колебаний (рис. 21-90, *б*, кривая *1*). Не представляет труда, задаваясь величиной $T_п$, построить эту кривую в натуральном масштабе времени как функцию $(n + \varepsilon)T_п$.

Найдем для данного примера условия, при которых процесс установления имеет конечную длительность.

Для этого представим передаточную функцию как отношение полиномов, расположенных по убывающим степеням z:

$$\Phi(z, \varepsilon) = \frac{K\left(1 - e^{-a\varepsilon T_п}\right) + z^{-1}K\left[-e^{-aT_п} + e^{-a\varepsilon T_п}\right]}{1 + z^{-1}\left[-e^{-aT_п} + K\left(1 - e^{-aT_п}\right)\right]}.$$

Тогда условие конечной длительности процесса будет состоять в выполнении равенства (см. стр. 111)

$$-e^{-aT_п} + K\left(1 - e^{-aT_п}\right) = 0,$$

откуда для K находим:

$$K = \frac{e^{-aT_п}}{1 - e^{-aT_п}} = \frac{0{,}6}{0{,}4} = 1{,}5.$$

При этом процесс длится ровно один период $T_п$. Так как в этом случае $\Phi(z, \varepsilon)$ легко представить в виде разложения по убывающим степеням z (это разложение содержит всего два члена)

$$\Phi(z, \varepsilon) = a_0 + a_1 z^{-1},$$

где

$$a_0 = K\left(1 - e^{-\varepsilon T_п}\right);$$

$$a_1 = K\left[-e^{-aT_п} + e^{-a\varepsilon T_п}\right],$$

то, сопоставляя это разложение с формулой (21-110), приходим к выводу, что

$$g[0,\varepsilon]=a_0;\ g[1,\varepsilon]=a_1;$$
$$g[2,\varepsilon]=0;\ g[3,\varepsilon]=0\ldots$$

Так как $h[nT_п,\varepsilon]$ и $g[nT_п,\varepsilon]$ связаны соотношением (21-74), то получаем:

$$h[0,\varepsilon]=a_0;\ h[1,\varepsilon]=g[0,\varepsilon]+g[1,\varepsilon]=$$
$$=a_0+a_1=K\left[1-e^{-aT_п}\right]=h_{уст}=0{,}6.$$

Установившееся значение $h_{уст}$ легко также найти из равенства

$$h_{уст}=\Phi[1,\varepsilon]=\frac{K}{K+1}=K\left[1-e^{-aT_п}\right]=0{,}6.$$

Соответствующая импульсная переходная характеристика изображена на рис. 21-90, *б*, кривая 2.

Установившиеся режимы. Коэффициенты ошибки

Большой практический интерес представляют вынужденные режимы в импульсной системе, наступающие после затухания свободных движений в устойчивой системе под действием входного сигнала. Решетчатая функция вынужденной составляющей выражается формулой

$$y_в[nT_п]=\sum_{m=0}^{\infty}g[(m+\varepsilon)T_п]\,x[(n-m)T_п],$$

где $g[(m+\varepsilon)T_п]$ — дискретная весовая функция замкнутой системы, а x — входное воздействие.

По отношению к установившимся режимам импульсные системы, как и системы непрерывного регулирования, делятся на статические и астатические с астатизмом 1, 2, 3-го порядка и т. д.

Будем рассматривать установившиеся режимы в системе для моментов замыкания δ-ключа (т. е. при $t=nT_п$). Тогда z-преобразование сигнала рассогласования:

$$F(z)=X(z)-Y(z)=\frac{X(z)}{1+W(z)}.$$

Установившееся значение ошибки находится по теореме о конечных значениях (см. стр. 96)

$$f_{уст}=\lim_{t\to\infty}f(t)=\lim_{z\to1}\frac{z-1}{z}\,\frac{X(z)}{1+W(z)}. \quad (21\text{-}118)$$

Для характеристики установившихся режимов на вход системы удобно подавать входные сигналы типа $x(t)=at^r$, где $r=0$ для статической системы, $r=1$ для системы с астатизмом 1-го порядка, $r=2$ — для систем с астатизмом 2-го порядка и т. д.

Статическая система не содержит интегрирующих звеньев, т. е. передаточная функция $W(z)$ не имеет полюса в точке $z=1$. При подаче на вход сигнала $x(t)=1(t)A$ (A постоянно), имеющего z-преобразование

$$X(z)=Z\{x[nT_п]\}=\frac{z}{z-1}A,$$

для установившейся ошибки в соответствии с формулой (21-118), получаем:

$$f_{уст}=\lim_{t\to\infty}f(t)=\lim_{z\to1}\frac{z-1}{z}\,\frac{z}{z-1}A\times$$
$$\times\frac{1}{1+W(z)}=\frac{A}{1+W(1)}. \quad (21\text{-}119)$$

Поскольку функция $W(z)$ при $z=1$ не имеет полюса, $\lim_{z\to1}W(z)=K$, где K — конечная величина и

$$f_{уст}=\frac{A}{1+K}, \quad (21\text{-}120)$$

т. е. действует такое же положение, как в системах непрерывного регулирования: статическая ошибка системы составляет $(1+K)$-ю долю входного воздействия.

Система с астатизмом первого порядка содержит одно интегрирующее звено, т. е. $W(z)$ имеет однократный полюс в точке $z=1$. Передаточная функция системы может быть представлена в виде $W(z)=\frac{W_1(z)}{z-1}$, где знаменатель выражения $W_1(z)$ не содержит в качестве сомножителя члена $(z-1)$, и $\lim_{z\to1}W_1(z)=W_1(1)=K_v$ — конечная величина. При входном сигнале типа $A1(t)$ ошибка установившегося режима

$$f_{уст}=\lim_{z\to1}\frac{z-1}{z}\,\frac{z}{z-1}\,\frac{A}{1+\frac{W_1(z)}{z-1}}=0.$$

При линейно нарастающем входном сигнале $x(t)=v_0t$ ($v_0=\mathrm{const}$) установившаяся ошибка

$$f_{уст}=\lim_{z\to1}\frac{v_0T_п\,z(z-1)}{(z-1)^2W(z)}=$$
$$=\frac{v_0T_п}{K_v}=\frac{v_0}{K_vF_п} \quad (21\text{-}121)$$

есть величина постоянная ($F_п=1/T_п$ — частота прерывания). Как и в системе непрерывного регулирования, в системе устанавливается скоростная ошибка, обратно пропорциональная коэффициенту передачи по скорости

$$K_v\ \lim_{z\to1}W_1(z)=\lim_{z\to1}(z-1)\,W(z). \quad (21\text{-}122)$$

Система с астатизмом второго порядка имеет два интегрирующих звена, и при наличии δ-ключа передаточная функция разомкнутой системы $W(z)$ имеет в точке $z=1$ двукратный полюс, т. е.

$$W(z)=\frac{W_2(z)}{(z-1)^2}, \quad (21\text{-}123)$$

а $\lim\limits_{z\to 1} W_2(z)=K_a$ — величина конечная.

При входных воздействиях типа $A1(t)$, $v_0 t$ установившаяся ошибка $f_{уст}=0$. При входном воздействии типа $a_0 t^2/2$ имеется ошибка по ускорению

$$f_{уст}=a_0\frac{T_п^2}{W_2(1)}=a_0\frac{T_п^2}{K_a}. \qquad (21\text{-}124)$$

Величина K_a называется иногда коэффициентом передачи по ускорению, причем

$$K_a=\lim_{z\to 1}[(z-1)^2 W(z)]. \qquad (21\text{-}125)$$

Можно сформулировать следующее правило: астатизм r-го порядка достигается, если передаточная функция замкнутой импульсной системы при $z=1$ обращается в единицу, а производные этой функции по z (при $z=1$) до r-го порядка обращаются в нуль.

В общем случае, как и для систем непрерывного регулирования, установившаяся ошибка выражается рядом

$$f_{уст}[nT_п]=c_0 x[nT_п]+c_1 x'[nT_п]+ + \frac{c_2}{2!}x''[nT_п]+\dots+ + \frac{c_m}{m!}x^{(m)}[nT_п], \qquad (21\text{-}126)$$

где величины c_0, c_1, c_2 называются **коэффициентами ошибок**. Они, как и в непрерывной системе, могут быть выражены через передаточную функцию ошибки

$$\Phi_f(z)=\frac{1}{1+W(z)}$$

по формуле

$$c_m=\left.\frac{d^m\Phi_f^*(p)}{dp^m}\right|_{p=0}, \qquad (21\text{-}127)$$

где

$$\Phi_f^*(p)=\Phi_f(z)\big|_{z=e^{pT_п}}.$$

Коэффициенты ошибок могут быть найдены также путем разложения передаточной функции $\Phi_f(z)$ в ряд по степеням $(1-z^{-1})$:

$$\Phi_f(z)=b_0+b_1(1-z^{-1})+b_2(1-z^{-1})^2+ +\dots+b_m(1-z^{-1})^m+\dots, \qquad (21\text{-}128)$$

где b_m связана с коэффициентами ошибок соотношением

$$c_m=m!\,b_m T_п^m. \qquad (21\text{-}129)$$

Необходимо отметить, что полученные соотношения справедливы лишь для моментов времени, соответствующих замыканиям ключа (т. е. для $\varepsilon=0$), и дают хорошее представление о поведении системы в установившемся режиме только в том случае, если пульсация в интервалах между импульсами невелика. Формулы для вычислений ошибок при $\varepsilon\neq 0$ имеются в [Л. 14].

Пример. Найти коэффициенты ошибок для системы, состоящей из инерционного и интегрирующего звеньев с коэффициентом передачи $K_v=2{,}5$; $T_п/T=aT_п=0{,}5$; $T_п=0{,}1$ *сек* [Л. 16 (стр. 310)].

Импульсная передаточная функция разомкнутой системы (см. пример 3 на стр. 101)

$$W(z)=\frac{K_v\left(1-e^{-aT_п}\right)z}{(z-1)\left(z-e^{-aT_п}\right)},$$

где $a=1/T$.

Так как в точке $z=1$ имеется однократный полюс, система будет обладать астатизмом первого порядка и должно выполняться условие $c_0=0$, а $c_1=T_п/K_v$.

Для вычисления коэффициентов ошибок запишем передаточную функцию по ошибке

$$\Phi_f(z)=\frac{1}{1+W(z)}= =\frac{(z-1)\left(z-e^{-aT_п}\right)}{(z-1)\left(z-e^{-aT_п}\right)+K_v z\left(1-e^{-aT_п}\right)}= =(z-1)R_f(z), \qquad (21\text{-}130)$$

где

$$R_f(z)=\frac{z-e^{-aT_п}}{(z-1)\left(z-e^{-aT_п}\right)+K_v z\left(1-e^{-aT_п}\right)}.$$

Подставляя вместо z величину $e^{pT_п}$, находим:

$$\Phi_f^*(p)=\left(e^{pT_п}-1\right)R_f^*(p);$$

$$R_f^*(p)=\frac{e^{pT_п}-e^{-aT_п}}{e^{2pT_п}-e^{pT_п}\left[\left(1+e^{-aT_п}\right)-K_v\left(1-e^{-aT_п}\right)\right]+e^{-aT_п}}.$$

Тогда

$$\left.\frac{d\Phi_f^*}{dp}\right|_{p=0}=T_п R_f^*(0)=\frac{T_п}{K_v};\quad \left.\frac{d^2\Phi^*}{dp^2}\right|_{p=0}= =T_п\left[T_п R_f^*(0)+\frac{dR_f^*(0)}{dp}\right]=\frac{T_п^2}{K_v}.$$

Учитывая, что

$$R_f^*(0)= =\frac{1-e^{-aT_п}}{1-\left[\left(1+e^{-aT_п}\right)-K_v\left(1-e^{-aT_п}\right)\right]+e^{-aT_п}}= =\frac{1}{K_v}$$

и

$$\left.\frac{dR_f^*}{dp}\right|_{p=0} = \frac{T_\text{п} e^{pT_\text{п}}\left(e^{2pT_\text{п}} - e^{pT_\text{п}}\beta + \alpha\right) -}{\left(e^{2pT_\text{п}} - e^{pT_\text{п}}\beta + \alpha\right)^2} \to$$

$$\to \frac{-\left(e^{pT_\text{п}} - \alpha\right)\left(2T_\text{п} e^{2pT_\text{п}} - T_\text{п}\beta e^{pT_\text{п}}\right)}{} =$$

$$= T_\text{п}\frac{(1-\beta+\alpha)-(1-\alpha)(2-\beta)}{(1-\beta+\alpha)^2},$$

где

$$\alpha = e^{-aT_\text{п}};\ \beta = \left(1+e^{-aT_\text{п}}\right) - K_v\left(1-e^{-aT_\text{п}}\right).$$

После подстановки числовых значений находим:

$$\alpha = e^{-0,5} = 0,6;$$

$$\beta = 1 + 0,6 - 2,5(1-0,6) = 0,6;$$

$$\left.\frac{dR_f^*}{dp}\right|_{p=0} = 0,44\,T_\text{п}$$

и

$$\left.\frac{d^2R_f^*}{dp^2}\right|_{p=0} = 0,1\left[0,1\frac{1}{2,5} + 0,044\right] = 0,044.$$

Таким образом,

$$c_0 = 0;\ c_1 = \frac{T_\text{п}}{K_v} = \frac{0,1}{2,5} = 0,04;\ c_2 = 0,044$$

и

$$f[nT_\text{п}]_\text{уст} =$$

$$= 0,04\,x'[nT_\text{п}] + 0,022\,x''[nT_\text{п}] + \ldots$$

Если задать $x(t)$ как линейно нарастающую функцию времени $x(t) = v_0t$, где v_0 — скорость нарастания входного сигнала, например $v_0 = 5$ 1/*сек*, то

$$x[nT_\text{п}] = 5nT_\text{п};\ x'(t) = v_0 = 5;\ x''(t) = 0$$

и

$$f[nT_\text{п}]_\text{уст} = 0,04 \cdot 5 = 0,2.$$

В системе устанавливается постоянная ошибка, равная 0,2.

21-11. УСТОЙЧИВОСТЬ ИМПУЛЬСНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Критерии устойчивости

Линейная импульсная система автоматического регулирования является устойчивой, если свободные колебания в системе с течением времени затухают, т. е.

$$\lim_{n\to\infty} y_\text{св}[(n+\varepsilon)T_\text{п}] = 0 \quad (21\text{-}131)$$

для всех $\varepsilon (0 \leqslant \varepsilon < 1)$.

Если хотя бы для какого-нибудь ε

$$\lim_{n\to\infty} y_\text{св}[(n+\varepsilon)T_\text{п}] = \infty, \quad (21\text{-}132)$$

то система будет неустойчивой.

Возможны случаи, когда указанный предел является конечной величиной. В этом случае система находится на границе устойчивости. Из выражения (21-108) для $h[nT_\text{п}, \varepsilon]$ следует, что система будет устойчивой, если все полюсы, замкнутой системы по модулю меньше 1. Таким образом, необходимым и достаточным условием устойчивости линейной системы является выполнение неравенств

$$|z_\nu| < 1,\ \nu = 1, 2, \ldots, m, \quad (21\text{-}133)$$

которые обозначают, что все корни характеристического полинома, являющегося знаменателем передаточной функции замкнутой системы:

$$B(z) = b_0z^m + b_1z^{m-1} + \\ + \ldots + b_m, \quad (21\text{-}134)$$

лежат внутри окружности единичного радиуса в плоскости z.

Для того чтобы установить, является ли система устойчивой, нет необходимости искать корни характеристического уравнения. Имеются критерии, с помощью которых можно определить, устойчива ли заданная система. Они вполне аналогичны критериям в теории непрерывного регулирования.

Алгебраический критерий устойчивости (аналог критерия Рауса — Гурвица). Для

Таблица 21-11

Условия устойчивости импульсных автоматических систем

Степень характеристического полинома B [формула (21-134)]	Условия устойчивости
$m = 1$	$b_0+b_1>0$ $b_0-b_1>0$
$m = 2$	$b_0+b_1+b_2>0$ $b_0-b_1+b_2>0$ $b_0-b_2>0$
$m = 3$	$b_0+b_1+b_2+b_3>0$ $b_0-b_1+b_2-b_3>0$ $b_0(b_0-b_2)-b_3(b_3-b_1)>0$ $3(b_0+b_3)-b_1-b_3>0$
$m = 4$	$b_0+b_1+b_2+b_3+b_4>0$ $b_0-b_1+b_2-b_3+b_4>0$ $(b_0-b_4)[b_1(b_3-b_1)-(b_2-$ $-b_0-b_4)(b_0-b_4)]+$ $+b_0(b_3-b_1)^2>0$ $2(b_0-b_4)+b_3-b_1>0$ $2(b_0-b_4)+b_1-b_3>0$

того чтобы импульсная система была устойчивой, необходимо и достаточно, чтобы коэффициенты характеристического полинома (21-134) $B(z)$ удовлетворяли неравенствам, приведенным в табл. 21-11.

Практически этим критерием удобно пользоваться, если $m \leqslant 3$.

Алгебраический критерий позволяет найти соотношения между параметрами схемы, при которых достигается устойчивость системы. Однако с помощью этого критерия нельзя определить, насколько далека система от неустойчивого состояния (т. е. запас устойчивости), а при $m>3$ соотношения между параметрами становятся весьма сложными и труднодоступными для анализа.

Амплитудно-фазовый критерий (аналог критерия Найквиста — Михайлова) позволяет судить об устойчивости замкнутой системы по амплитудно-фазовым характеристикам разомкнутой системы (см. стр. 49). При формулировке этого критерия необходимо иметь в виду, что если непрерывная часть системы устойчива, нейтральна или неустойчива, то разомкнутая импульсная система будет также соответственно устойчива, нейтральна или неустойчива.

Пусть разомкнутая и импульсная система устойчива. Тогда замкнутая система будет устойчивой, если импульсная амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы при изменении $\bar{\omega}$ от 0 до π не охватывает точку $-1, j0$. В случае, когда амплитудно-фазовая характеристика имеет при $\bar{\omega} \to 0$ ветвь, уходящую в бесконечность, характеристика дополняется дугой бесконечно большого радиуса, начинающегося на годографе и идущей к положительной действительной полуоси.

При неустойчивой разомкнутой системе критерий формулируется аналогично критерию для непрерывных систем.

В общем случае замкнутая система будет устойчивой, если разность между числом положительных и отрицательных переходов импульсной амплитудно-фазовой характеристики $W(e^{j\bar{\omega}}, 0)$ на отрезке $(-1, -\infty)$ вещественной оси равна $s/2$, где s — число полюсов с положительной действительной частью передаточной функции разомкнутой импульсной системы $W(z, 0)|_{z=e^{pT_п}}$. Положительным считается переход с верхней полуплоскости в нижнюю, отрицательным — с нижней в верхнюю (при возрастании $\bar{\omega}$ от 0 до π).

Частотный критерий обладает определенной наглядностью и позволяет оценить запас устойчивости системы, хотя и требует довольно сложных построений годографов, особенно при высокой степени полинома B.

Пример 1. Найти условия устойчивости системы, содержащей П-ключ и интегрирующее звено с коэффициентом передачи K.

Импульсная передаточная функция (см. стр. 107, формула (21-84))

$$W(z) = \frac{K\gamma T_п}{z-1},$$

где

$$\gamma = t_и/T_п.$$

Запишем импульсную передаточную функцию замкнутой системы:

$$\Phi(z) = \frac{W(z)}{1+W(z)} = \frac{K\gamma T_п}{z-1+K\gamma T_п} = \frac{K\gamma T_п}{B}.$$

Характеристическое уравнение имеет вид:

$$b_0 z + b_1 = 0,$$

где

$$b_0 = 1;\ b_1 = -1 + K\gamma T_п.$$

В соответствии с алгебраическим критерием, условия устойчивости: $b_0+b_1>0$ и $b_0-b_1>0$. Таким образом, находим:

$$-1+1+K\gamma T_п > 0 \text{ и } K\gamma T_п > 0,$$

т. е. $K>0$;

$$1+1-K\gamma T_п > 0 \text{ и } K < K_{кр} = \frac{2}{\gamma T_п}.$$

Первое условие совпадает с условием правильного функционирования системы. Второе условие говорит о том, что в системе существует критический коэффициент передачи. Для экстраполятора нулевого порядка $\gamma=1$ и $K_{кр}=2/T_п$.

Заметим, что система непрерывного регулирования, содержащая один интегратор, всегда устойчива, в то время как импульсная система может потерять устойчивость. Здесь проявляются характерные особенности импульсных систем.

Пример 2. Найти условия устойчивости системы, содержащей инерционное звено (коэффициент передачи K и постоянная времени T) и П-ключ с относительной длительностью импульса $\gamma=t_и/T_п$.

Импульсная передаточная функция разомкнутой системы (см. стр. 108):

$$W(z) = Ke^{-\frac{T_п}{T}}\left(e^{\gamma\frac{T_п}{T}}-1\right)\frac{1}{z-e^{-\frac{T_п}{T}}}.$$

Для того чтобы воспользоваться алгебраическим критерием устойчивости, запишем передаточную функцию замкнутой системы. Поскольку устойчивость определяется характеристическим уравнением и, естественно, не зависит от ε, передаточную функцию замкнутой системы запишем в наиболее простой форме, т. е. для $\varepsilon=0$

$$\Phi(z) = \frac{W(z)}{1+W(z)} = \frac{Ke^{-\beta}(e^{\beta\gamma}-1)}{z-e^{-\beta}+Ke^{-\beta}(e^{\beta\gamma}-1)},$$

где $\beta=T_п/T$.

Характеристическое уравнение имеет вид:

$$b_0 z + b_1 = 0,$$

где

$$b_0 = 1;\ b_1 = -e^{-\beta} + Ke^{-\beta}(e^{\beta\gamma} - 1).$$

Условия устойчивости: $b_0 + b_1 > 0$ и $b_0 - b_1 > 0$ дают:

$$1 - e^{-\beta} + Ke^{-\beta}(e^{\beta\gamma} - 1) > 0;$$

$$1 + e^{-\beta} - Ke^{-\beta}(e^{\beta\gamma} - 1) > 0.$$

Из первого равенства находим:

$$Ke^{-\beta}(e^{\beta\gamma} - 1) > e^{-\beta} - 1$$

или

$$K(e^{\beta\gamma} - 1) > 1 - e^{\beta}.$$

Так как $e^{\beta\gamma} > 1$, то $e^{\beta\gamma} - 1 > 0$, и мы получаем:

$$K > \frac{1 - e^{-\beta}}{e^{\beta\gamma} - 1}.$$

Это условие в реальных системах всегда выполняется, поскольку коэффициент K должен быть положительным.

Из второго неравенства находим:

$$K(e^{\beta\gamma} - 1) < e^{\beta} + 1$$

или

$$K < \frac{e^{\beta} + 1}{e^{\beta\gamma} - 1}.$$

Таким образом, условие устойчивости имеет вид $K < K_{кр}$, где $K_{кр} = \dfrac{e^{\beta} + 1}{e^{\beta\gamma} - 1}$ — критический коэффициент усиления системы. Зависимости $K_{кр}$ от β при различной величине γ приведены на рис. 21-91. Система будет устойчивой только в случае, если коэффициент передачи лежит ниже соответствующих кривых.

При использовании вместо П-ключа экстраполятора нулевого порядка импульсная передаточная функция разомкнутой системы (см. стр. 107, пример 3)

$$W(z) = W(z, \varepsilon)_{\varepsilon=0} = K\left\{1 - \frac{z - 1}{z - e^{-\beta}}\right\} =$$

$$= K\frac{1 - e^{-\beta}}{z - e^{-\beta}}.$$

Она совпадает с передаточной функцией системы с П-ключом при $\gamma = 1$:

$$W(z) = Ke^{-\beta}(e^{\beta} - 1)\frac{1}{z - e^{-\beta}} =$$

$$= K\frac{1 - e^{-\beta}}{z - e^{-\beta}}.$$

Отсюда ясно, что случай $\gamma = 1$ соответствует применению в системе экстраполятора нулевого порядка. При этом

$$K_{кр} = \frac{e^{\beta} + 1}{e^{\beta} - 1}.$$

Применим для анализа указанной системы амплитудно-фазовый критерий.

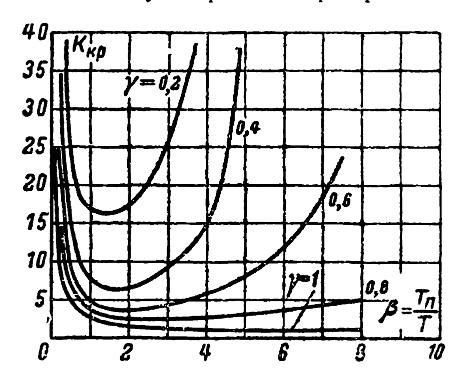


Рис. 21-91. Зависимость критического коэффициента усиления $K_{кр}$ от отношения $\beta = \dfrac{T_п}{T}$.

Для этого, исходя из выражения для $W(z)$, перейдем вначале к нормированному переменному $\bar{q} = pT_п$, а затем заменим $\bar{q}$ на $j\bar{\omega}$ ($\bar{\omega}$ — нормированная частота, $\bar{\omega} = \omega T_п$). Тогда получим:

$$W^*(\bar{q}) = K(e^{\beta\gamma} - 1)\frac{e^{-\beta}}{e^{\bar{q}} - e^{-\beta}},$$

а

$$W^*(j\bar{\omega}) = K(e^{\beta\gamma} - 1)\frac{e^{-\beta}}{e^{j\bar{\omega}} - e^{-\beta}}. \quad (21\text{-}135)$$

Соответствующий годограф характеристики для $0 \leqslant \bar{\omega} \leqslant \pi$ изображен на рис. 21-80. Отсюда ясно, что для того, чтобы система была устойчивой (т. е. чтобы точка $(-1, j0)$ не охватывалась кривой), необходимо выполнить условие:

$$W^*(j\pi, 0) > -1 \text{ или } |W^*(j\pi, 0)| < 1.$$

Таким образом, из (21-135) получаем:

$$K(e^{\beta\gamma} - 1)\frac{e^{-\beta}}{e^{j\pi} - e^{-\beta}} > -1$$

или

$$K < \frac{1 + e^{-\beta}}{e^{-\beta}(e^{\beta\gamma} - 1)} = \frac{e^{\beta} + 1}{e^{\beta\gamma} - 1}$$

и выражение для критического коэффициента усиления

$$K_{кр} = \frac{e^{\beta} + 1}{e^{\beta\gamma} - 1}$$

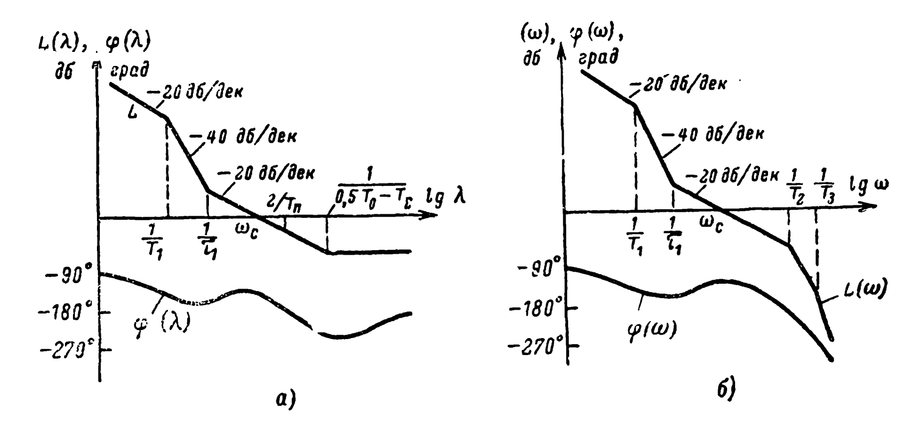


Рис. 21-92. Типовые логарифмические характеристики.
а — импульсной системы с экстраполятором нулевого порядка; *б* — непрерывной системы.

совпадает с найденным ранее с помощью алгебраического критерия. Заметим, что система непрерывного регулирования, содержащая одно инерционное звено, всегда устойчива.

Понятие о синтезе дискретных автоматических систем

Из разнообразных методов синтеза импульсных автоматических систем наибольшей простотой обладает метод логарифмических характеристик [Л. 15]. Идея этого метода состоит в следующем.

Для импульсной передаточной функции $W(z)$ вначале осуществляется переход от переменного z к новому переменному w с помощью соотношения

$$z=\frac{1+w}{1-w} \quad \text{или} \quad w=\frac{z-1}{z+1}=$$

$$=\frac{e^{j\omega T_{п}}-1}{e^{j\omega T_{п}}+1}=j\,\mathrm{tg}\frac{\omega T_{п}}{2}.$$

В случае такого преобразования переменных внутренняя часть единичного круга плоскости комплексного переменного z отображается в левую полуплоскость w-плоскости, а окружность единичного радиуса переходит в мнимую ось плоскости w. Такое преобразование при определенных условиях позволяет осуществлять построение логарифмических амплитудных характеристик для разомкнутых систем как функции «псевдочастоты» λ, которая вводится равенством

$$\lambda=\frac{2}{T_{п}}\,\mathrm{tg}\frac{\omega T_{п}}{2}=\frac{2}{T_{п}}\frac{w}{j}, \qquad (21\text{-}136)$$

т. е.

$$w=j\lambda\frac{T_{п}}{2}.$$

Построение ЛАХ импульсных систем осуществляется просто при выполнении следующих условий:

наклон ЛАХ непрерывной части системы в области частот среза составляет 20 *дб/дек*;

частота среза ω_c ЛАХ непрерывной части системы не превышает удвоенной частоты повторения: $\omega_c<2/T_{п}$;

постоянным времени форсирующих звеньев τ_1, τ_2, в числителе передаточной функции соответствуют частоты сопряжения, меньшие ω_c;

в системе используется экстраполятор нулевого порядка.

При этих условиях ЛАХ и ЛФХ непрерывной части системы в области низких частот ω_c практически совпадают с дискретными ЛАХ и ЛФХ как функциями псевдочастоты λ. В противном случае требуется выполнять чрезмерно большое количество громоздких вычислений, так что метод логарифмических характеристик применять нецелесообразно.

Обе характеристики различаются лишь асимптотами в области высоких частот. Так, на рис. 21-92 представлен вид ЛАХ и ЛФХ дискретной и непрерывной систем с передаточными функциями

$$W(p)=\frac{K(1+\tau_1 p)}{p(T_1p+1)(T_2p+1)\cdots(T_np+1)}; \qquad (21\text{-}137)$$

$$W(j\lambda)=\frac{K(1+j\lambda\tau_1)\left(1-j\lambda\frac{T_{п}}{2}\right)\times}{(j\lambda)(1+j\lambda T_1)\left(1+j\lambda\frac{T_{п}}{2}\right)}\to$$

$$\to\frac{\times\left[1+j\lambda\left(\frac{T_{п}}{2}-T_{\Sigma}\right)\right]}{}, \qquad (21\text{-}138)$$

где

$$T_\Sigma = \sum_{i=3}^{n} T_i = T_3 + T_4 + \cdots + T_n.$$

Из сопоставления этих выражений следует совпадение передаточных функций в области нижних частот:

$$W_н(p) = \frac{K(1+\tau_1 p)}{p(T_1 p + 1)}$$

и

$$W_н(j\lambda) = \frac{K(1+j\lambda\tau_1)}{j\lambda(1+j\lambda T_1)}$$

и на участке вблизи частоты среза.

Благодаря этому создается возможность производить анализ и синтез системы аналогично тому, как он проводится для непрерывных систем: строятся желаемые ЛАХ и подбираются параметры корректирующих цепей так, чтобы сумма импульсной ЛАХ исходной некорректированной системы и импульсной ЛАХ цепи коррекции давали желаемую импульсную ЛАХ [Л. 15].

Наряду с коррекцией посредством включения непрерывных (аналоговых) цепей в импульсных системах возможно применение дискретных цепей коррекции, в которых входные сигналы квантуются по времени. В частности, функции корректирующего устройства в дискретной системе может выполнять цифровая машина, работающая в общем случае с другим периодом повторения $T_{пм}$.

В настоящее время разработаны также вопросы статистической динамики импульсных систем автоматического управления [Л. 14, 19].

Об эквивалентности импульсных и непрерывных систем автоматического регулирования

Во многих случаях практики дискретный характер поступающей информации в импульсных системах не оказывает существенного влияния на характер процессов в системе, и такую систему можно *приближенно заменить эквивалентной системой непрерывного регулирования*. Характерным примером может служить система автоматического сопровождения по угловым координатам в импульсной радиолокационной станции. При обычных для таких станций соотношениях между параметрами дискретный характер поступающих на вход сигналов мало влияет на процессы слежения за целью и входной сигнал вполне допустимо считать как бы непрерывным.

Практически такая замена возможна, если время установления процесса в эквивалентной непрерывной системе во много раз превышает период повторения дискретной системы, а переходная характеристика достаточно точно воспроизводится последовательностью импульсов, следующих с интервалом $T_п$. При указанном приеме нельзя оценить ошибку, которая образуется при замене, однако можно утверждать, что чем больше число периодов $T_п$ приходится на время установления, тем меньше допускаемая погрешность. При этом требования к параметрам системы, при которых возможна замена эквивалентной системой непрерывного регулирования, вытекают из условий, что время установления в эквивалентной системе много больше периода $T_п$.

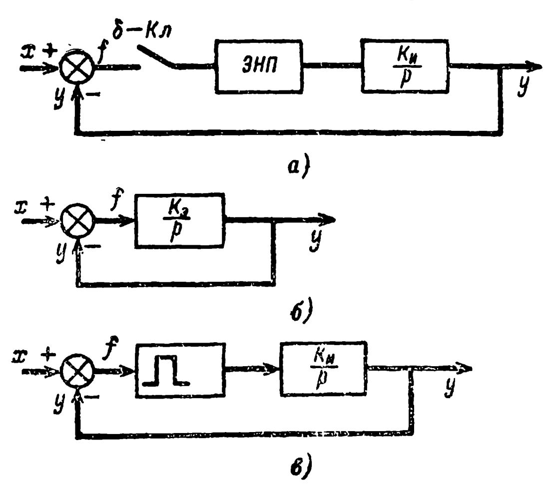


Рис. 21-93. Замена дискретной системы эквивалентной непрерывной.

а — система с экстраполятором нулевого порядка (ЭНП); *б* — эквивалентная непрерывная система; *в* — система с П-ключом.

Пример 1. Найти условия, при которых возможна замена дискретной системы с экстраполятором нулевого порядка или П-ключом с длительностью импульса $t_и$ и интегрирующим звеном эквивалентной системой непрерывного регулирования.

Система с экстраполятором нулевого порядка. Система с δ-ключом (рис. 21-93) заменяется непрерывной системой (рис. 21-93,б), в которой $K_э = K_и$, поскольку коэффициент передачи экстраполятора нулевого порядка равен единице (его z-преобразование равно $\frac{z-1}{z}$).

Из рис. 21-93, б для непрерывной системы имеем:

$$\Phi(p) = \frac{\frac{K_э}{p}}{1+\frac{K_э}{p}} = \frac{1}{\tau p + 1},$$

где $\tau = 1/K_э$.

Соответственно переходная характеристика системы

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} = 1 - e^{-K_э t}$$

и время установления $t_{уст} = 3\tau = 3/K$.

Замена эквивалентной системой правомочна, если $t_{уст} >> T_п$, т. е. при условии $KT_п << 3$ или $nKT_п = 3$, где n — некоторое число $(n >> 1)$.

Выбрав $n = 30$, найдем $30KT_п = 3$, т. е. $KT_п = 0,1$. Условие эквивалентности требует, чтобы отношение $K/F_п << 1$ (где $F_п$ — частота повторения импульсов), например $K/F_п = 0,1$.

Система с П-ключом. При замене экстраполятора П-ключом (рис. 21-93, *в*) коэффициент передачи уменьшается в $\gamma = t_и/T_п$ раз и станет равным $K_э = K\gamma$, где $K = K_и$. Таким образом, условие эквивалентности запишется в виде $K\gamma T_п << 1$.

Пример 2. Найти, при каком условии можно заменить систему с П-ключом и инерционным звеном эквивалентной непрерывной системой.

Так как коэффициент передачи эквивалентной непрерывной системы $K_э = K\gamma$ (см. предыдущий пример), где K — коэффициент передачи инерционного звена, то для передаточной функции замкнутой эквивалентной системы запишем:

$$\Phi(p) = \frac{K_э}{Tp + 1 + K_э} = \frac{K_э}{1 + K_э}\,\frac{1}{\tau_э p + 1},$$

где

$$\tau_э = \frac{T}{K_э + 1}.$$

Следовательно, время установления $t_{уст} = \dfrac{3T}{K_э + 1}$ и условие эквивалентности $t_{уст} >> T_п$. Отсюда получаем:

$$K_э = K\gamma \ll \frac{3}{\beta} - 1,$$

где $\beta = T_п/T$. Удовлетворить этому условию нельзя, если $\beta > 3$, т. е. если отношение $T_п/T$ достаточно велико (период следования импульсов мал по сравнению с постоянной времени системы, т. е. импульсы следуют «редко»). Чем меньше β, т. е. чем чаще следуют импульсы, тем при бóльших коэффициентах передачи правомочна замена дискретной системы непрерывной. Заметим, что полученное условие эквивалентно значительному «удалению» системы от неустойчивого режима. В этом легко убедиться, если сравнить величину $K\gamma$ с критическим коэффициентом усиления для той же дискретной системы (см. пример *2* на стр. 118).

21-12. НЕЛИНЕЙНЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Особенности нелинейных автоматических систем

Система автоматического управления является нелинейной, если в ней содержится хотя бы один нелинейный элемент, т. е. такой элемент, для которого не выполняется принцип суперпозиции. Чаще всего в практике встречаются *безынерционные нелинейные элементы,* для которых выходной (y) и входной (z) сигналы связаны нелинейной зависимостью, не содержащей время в явном виде: $y = F(z)$.

Характеристики наиболее распространенных нелинейных элементов и наименования этих элементов приведены в табл. 21-12.

Нелинейность типа *нечувствительности* характерна для исполнительных двигателей, где вследствие сухого трения движение начинается лишь после того, как входное воздействие (напряжение на якоре или управляющей обмотке) выйдет за пределы $\pm a$.

Нелинейность типа *ограничения* характерна для усилительных элементов, которые способны усиливать входной сигнал в ограниченной области $\pm B/K$, где K — коэффициент передачи для линейного участка. При $|z| > B/K$ выходной сигнал остается неизменным и равным B.

Нелинейности *релейного типа* характерны для разнообразных электрических и других реле, используемых в системах управления.

Нелинейность типа *застоя* (гистерезис) возникает, например, в зубчатых передачах (люфт), а также может встречаться в магнитных элементах, обладающих гистерезисной петлей.

Нелинейность типа *дискриминационной характеристики* имеет практически все измерительные элементы систем радиоавтоматики (см. разд. 22). Ее можно аппроксимировать различными выражениями; в табл. 21-12 приведена одна из наиболее распространенных аппроксимаций. Иногда используется другая аппроксимация полиномом третьей степени:

$$y = \begin{cases} Kz\left(1 - \dfrac{z^2}{r^2}\right) & |z| < r; \\ 0 & |z| > r. \end{cases}$$

На малом участке ab, окружающем нулевую точку, зависимость $F(z)$ можно считать линейной, т. е. $y = Kz$, причем коэффициент передачи

$$\left.\frac{dF(z)}{dz}\right|_{z=0} = K$$

для обеих аппроксимаций. Своих экстремальных значений дискриминационная кривая достигает при $z_{экстр} = \pm r$ и $z_{экстр} = \pm \dfrac{r}{\sqrt{3}}$ соответственно, и эти значения равны: $y_{экстр} = \pm 0{,}606\,Kr$ и $y_{экстр} = \pm 0{,}386Kr$. *Шириной дискриминационной характеристики, или ее апертурой, называют интервал 2Δ изменений аргумента z, для которого при $|z| > \Delta$ выходной сигнал остается близким к нулю,* т. е. падает ниже определенного уровня m (обычно 0,1 от эк-

стремального). Для принятых аппроксимаций апертура равна $2\Delta \approx 3r$ (см. табл. 21-12) и $2\Delta \approx 2{,}68\ r$.

Строго говоря, большинство используемых в практике пропорциональных звеньев являются нелинейными. Часто эти звенья могут быть линеаризованы, т. е. характеристика $F(z)$ может быть представлена отрезком прямой $y=F(z_0)+\left(\frac{dF}{dz}\right)_{z_0}(z-z_0)$ касательной к нелинейной характеристике в рабочей точке (как показано для точки d на рис. (21-12). Однако встречаются случаи, когда такое приближенное представление приводит к неправильным результатам, и влияние нелинейных элементов на свойства системы необходимо учитывать.

Влияние нелинейности на свойства автоматической системы. При наличии нелинейности в автоматической системе могут возникать новые явления, не свойственные линейным системам.

1. *Автоколебания* — периодические движения с устойчивой амплитудой. В линейной системе при потере устойчивости амплитуда колебаний теоретически должна неограниченно нарастать. Вследствие действия нелинейных элементов амплитуда нарастает до определенного предела и в системе устанавливаются периодические движения с устойчивой амплитудой. Некоторые нелинейные системы могут выполнять свои функции, несмотря на наличие автоколебаний, если амплитуда этих колебаний невелика. Более того, в отдельных случаях автоколебания малой амплитуды могут быть даже полезными, поскольку приводят к уменьшению влияния зон нечувствительности на точность системы.

2. *Наличие нескольких состояний равновесия.* В линейных системах характер состояний равновесия не зависит от начальных отклонений: каково бы ни было это отклонение, устойчивая система в конце концов возвращается в исходное состояние равновесия. *Нелинейная система может иметь не одно, а несколько состояний равновесия, каждое из которых может быть как устойчивым, так и неустойчивым.* Переход из одного состояния в другое зависит от начального отклонения от данного состояния равновесия. В связи с отмеченным свойством нуждается в уточнении и строгом определении само понятие устойчивости. Наиболее широкое применение нашло понятие *устойчивости по Ляпунову* (см. далее).

3. *Зависимость характера переходного процесса от начальных отклонений.* В нелинейных системах характер процесса зависит от начального рассогласования, а также от величины входного воздействия. *Наличие нелинейности чаще всего приводит к снижению быстродействия;* в некоторых случаях, напротив, благодаря наличию нелинейных элементов удается сократить время переходного процесса в системе.

4. *Явления захвата и срыва слежения.* Во многих системах радиоавтоматики нелинейность имеет вид дискриминационной кривой (см. табл. 21-12). Вне апертуры 2Δ этой кривой [т. е. при $|z|>\Delta$] выходной сигнал близок к нулю. Для того чтобы система с такой нелинейностью функционировала, необходимо предварительно ввести систему в режим слежения, уменьшив начальное рассогласование до некоторой величины z, лежащей внутри апертуры, или, как иногда говорят, *осуществить захват.* Захват производится специальной системой (автоматически или вручную), которая отключается, когда рассогласование уменьшается до нужной величины.

В том случае, когда рассогласование в системе по каким-либо причинам (например, вследствие внешних возмущений) становится слишком большим и выходит за пределы апертуры дискриминационной характеристики ($|z|>\Delta$), слежение прекращается, поскольку сигнал рассогласования независимо от величины рассогласования остается равным нулю ($y=0$). Такое явление называют *срывом слежения.* Захват и срыв слежения возможны только в системах с нелинейными элементами.

Для анализа нелинейных процессов в следящих системах нет универсальных методов, какие существуют для линейных систем. Чаще всего в теории автоматического управления используется метод представления процессов в фазовом пространстве (на фазовой плоскости), а также разнообразные приемы линеаризаций характеристики нелинейных элементов.

Определение устойчивости нелинейных систем

Понятие устойчивости нелинейных систем нуждается в строгом определении. Наибольшее распространение получило определение устойчивости систем, сформулированное А. М. Ляпуновым и носящее его имя.

Рассмотрим это определение (с целью наглядности) для системы, поведение которой описывается двумя координатами x, y (например, положением и скоростью), хотя само понятие устойчивости можно сформулировать для сколь угодно сложной нелинейной системы. В данном случае состояние системы полностью определяется точкой на плоскости (x, y) (рис. 21-94). (Если состояние системы описывается n-координатами, то ему соответствует точка в n-мерном пространстве).

Предположим, что система находится в состоянии равновесия [точка O (x_0, y_0) на рис. 21-94]. Если изменить начальное состояние системы (т. е. отклонить систему от состояния равновесия и затем устранить причины, вызывающие это отклонение), то система придет в так называемое в о з м у щ е н н о е д в и ж е н и е.

А. М. Ляпуновым дано следующее определение устойчивости. Состояние равно-

Таблица 21-12

Типовые нелинейные элементы и их характеристики

Вид нелинейности	График	Зависимость $F(z)$	Зависимость $K_н(A)$	Зависимость $-z_н = u + jv$
Нечувствительность		$y = 0, \quad \lvert z \rvert \leqslant a$ $y = (z - a)K, \quad z > a$ $y = (a - z)K, \quad z < a$		$K_н = \frac{K}{\pi}(\alpha - \sin\alpha), \alpha = \pi - 2\psi_1,$ $\psi_1 = \arcsin\frac{a}{A}$
Ограничение		$y = Kz, \quad z \leqslant \frac{B}{K}$ $\lvert y \rvert = B, \quad \lvert z \rvert > \frac{B}{K}$		$K_н = \frac{K}{\pi}(2\psi_2 - \sin 2\psi_2);$ $\psi_2 = \arcsin\frac{B}{KA}$
Релейная		$y = B, \quad z > 0$ $y = -B, \quad z < 0$		$K_н = \frac{4B}{\pi A}$

Гистерезис (застой)	$\operatorname{tg}\alpha = K$	$y = K(z-a)$, $\frac{dy}{dz} > 0$; $y = K(a-z)$, $\frac{dy}{dz} < 0$; $\frac{dy}{dz} = 0$ для участков n		Выражение для $K_н$ см [п20, стр484]
Дискриминационная характеристика		$y = Kze^{-\frac{z^2}{2r^2}}$; $z_{экстр} = \pm r$, $y_{экстр} = \pm 0{,}606Kr$; $2\Delta \approx 3r$	—	—

весия x_0, y_0 называется устойчивым, если для любой области ε, окружающей эту точку x_0, y_0, существует такая область начальных отклонений δ(ε), что возмущенное движение, начавшееся в области δ, не достигнет границ области ε. Если такую область δ указать нельзя, т. е. если любое возмущенное движение достигает границ области ε, то состояние равновесия будет неустойчивым.

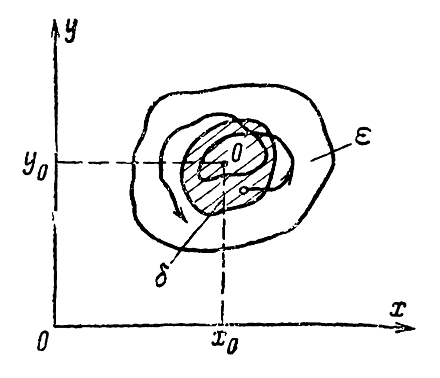


Рис. 21-94. Диаграмма, иллюстрирующая понятие устойчивости по Ляпунову.

O — равновесное состояние; показана траектория изображающей точки ε и области δ.

вым. Условия устойчивости требуют, чтобы движение, начавшееся внутри δ, не достигало границ области ε; однако совершенно не обязательно, чтобы возмущенное движение стремилось к состоянию равновесия O (если это происходит, система является асимптотически устойчивой). В принципе возможны случаи, когда возмущенное движение около устойчивого состояния равновесия не «затухает», а продолжается сколь угодно долго, причем «амплитуда» возмущенного движения будет тем меньше, чем меньше величина начального отклонения.

Понятие устойчивости, введенное Ляпуновым, является весьма плодотворным, поскольку оно позволяет сравнительно просто определять устойчивость состояний равновесия широкого класса нелинейных систем. Более того, понятие устойчивости по Ляпунову применимо и к периодическим движениям, которые также могут быть устойчивыми (автоколебания) или неустойчивыми.

Для того чтобы установить, является ли состояние равновесия нелинейной системы устойчивым согласно одному из методов Ляпунова:

а) находятся уравнения первого приближения, которые получаются путем линеаризации характеристики $F(z)$ нелинейного элемента вблизи состояния равновесия z_0. Процедура такой линеаризации очень проста и состоит в разложении функций в ряд Тейлора у точки $z = z_0$, в котором удерживаются только два члена:

$$F(z) = F(z_0) + \left(\frac{dF}{dz}\right)_{z_0} \Delta z,$$

т. е. фактически сводится к нахождению производной от F в точке z_0. Это соответствует замене нелинейной характеристики касательной в точке равновесия (см. рис. 21-12). Для полученной в результате линейной системы составляется передаточная функция (что эквивалентно составлению уравнений первого приближения);

б) определяется (с помощью любого из известных критериев), будет ли полученная линейная система устойчива. В том случае, если линейная система устойчива (это соответствует отрицательным вещественным частям характеристического уравнения), состояние равновесия исходной нелинейной системы будет асимптотически устойчивым. Если линейная система неустойчива (это соответствует наличию хотя бы одного корня характеристического уравнения с положительной вещественной частью), то состояние равновесия исходной нелинейной системы неустойчиво. И только в том случае, когда линейная система находится на границе устойчивости (все корни — мнимые), рассматриваемый метод Ляпунова не дает ответа на вопрос об устойчивости состояний равновесия исходной нелинейной системы и требуется дополнительное исследование.

Метод Ляпунова нельзя применять для нелинейностей, у которых в состоянии равновесия не существует производных (например, для релейных нелинейностей).

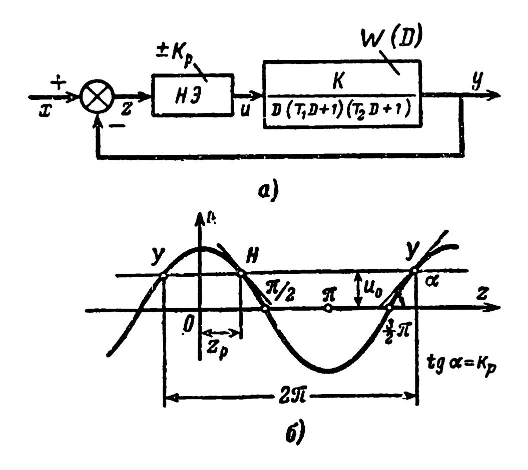


Рис. 21-95. Определение состояний равновесия нелинейной системы.

а — исходная структурная схема; *б* — характеристика нелинейного элемента *НЭ* $u=\cos z_0$.

Пример. Рассмотрим систему, структурная схема которой представлена на рис. 21-95,*а*, причем нелинейный элемент описывается косинусоидальной зависимостью $u=\cos z$ (рис. 21-95,*б*). К такой схеме сводится система фазовой подстройки частоты (см. стр. 169).

Пусть сигнал на входе изменяется с постоянной скоростью v_0, т е. $x=v_0 t$. В системе возможны состояния равновесия при постоянном значении $z=z_0$. Это будет в том случае, когда выходной сигнал y изменяется также со скоростью v_0 и на входе НЭ соответственно будет постоянный сигнал $u=u_0$, изменяющий величину y со скоростью v_0, т. е. $(dy/dt)_{уст}=v_0$ и $v_0=K_v u_0$. Таким образом, в системе имеется бесчисленное множество состояний равновесия, определяемых равенством:

$$u_0 = \cos z_0 \text{ или}$$

$$z_0 = \arccos u_0 = \mp z_р \pm 2k\pi \quad (21\text{-}139)$$

и соответствующих точкам $У$ и $Н$ пересечения прямой $u=u_0$ с косинусоидой $u=\cos z$. Здесь $z_р=\arccos u_0$ — главное значение обратной тригонометрической функции. Каждое из состояний $У$ и $Н$ повторяется с периодом 2π.

В соответствии с рассмотренной процедурой линеаризуем систему у состояний равновесия $У$ и $Н$, разлагая функцию $u=\cos z$ у состояний, определяемых выражением (21-139). Тогда

$$u = u_0 + \left(\frac{du}{dz}\right)_{z_0} \Delta z + \cdots$$

Следовательно, нелинейный элемент у состояний равновесия заменяется пропорциональным звеном с коэффициентами передачи:

для состояний $У$

$$\left(\frac{du}{dz}\right)_{z_0} = -\sin z_0 = -\sin(-z_р) = K_р;$$

для состояний $Н$:

$$\left(\frac{du}{dz}\right)_{z_0} = -\sin z_0 = -\sin z_р = -K_р.$$

Тогда структурная схема системы, справедливая для небольших отклонений от состояний равновесия, будет отличаться от исходной тем, что нелинейный элемент заменяется линейным с коэффициентом передачи $K_р$ для состояний $У$ и $-K_р$ для состояний $Н$. Ясно, что состояния $Н$ будут неустойчивыми для любых значений параметров линейной части $W(D)$, так как эти состояния соответствуют отрицательным значениям коэффициента передачи $K_v=-KK_р$. Чтобы найти условия, при которых состояния $У$ будут устойчивыми, достаточно записать характеристическое уравнение замкнутой системы (см. пример на стр. 51): $T_1\lambda^3+(T_1+T_2)\lambda^2+\lambda+K_v=0$ и воспользоваться алгебраическим критерием. Тогда найдем $K_v<1/T_1+1/T_2=K_{кр}$. Следовательно, при $K_v<K_{кр}$ исходная нелинейная система устойчива, при $K_v>K_{кр}$ — неустойчива. Только при $K_v=K_{кр}$ никаких суждений об устойчивости состояний равновесия у исходной нелинейной системы сделать нельзя. Очевидно, не представляет

труда определить условия устойчивости при любой передаточной функции $W(D)$.

Метод фазового пространства

Для исследования свойств нелинейных систем часто используется **метод фазового пространства**, с помощью которого можно получить наглядное представление о процессах для различных исходных состояний системы. Этот метод развит, главным образом, трудами советской школы физиков. Последовательное применение метода фазового пространства для решения многих важных задач теории колебаний дано в фундаментальной монографии А. А. Андронова, А. А. Витта и С. Э. Хайкина [Л. 21].

Метод фазового пространства применим к автономным системам, т. е. таким, для которых правые части уравнений, описывающих эти системы, не зависят явно от времени.

$$y_k = \psi_k(x_1, x_2, ..., x_n), \quad k = 1, 2, ..., n \qquad (21\text{-}140)$$

Требование автономности является существенным и физически означает, что все внешние воздействия на систему полагаются постоянными, а движения в системе обусловлены только внутренними силами.

Наиболее наглядные результаты этот метод дает в случае исследования систем, описываемых уравнениям первого и второго порядка. В последнем случае состояния системы можно описать двумя параметрами, а полную картину процессов в системе отобразить на плоскости. Отсюда происходит другое, распространенное название: метод фазовой плоскости. Для систем более высокого порядка метод теряет свою наглядность, хотя в принципе его можно использовать и в этом случае.

Движение системы в фазовом пространстве отображается перемещением точки, характеризующей состояние системы, по некоторым так называемым **фазовым траекториям**. Совокупность фазовых траекторий, описывающих все характерные (или возможные) движения системы, называют **фазовым портретом** системы.

В некоторых случаях практики интересуются лишь характером движений системы (качественный анализ); в этих случаях метод фазовой плоскости является очень эффективным.

Поясним существо метода фазового пространства на примерах нелинейных систем 1-го и 2-го порядка.

Системы первого порядка. Примем, что система автономна и ее поведение описывается нелинейным дифференциальным уравнением первого порядка

$$\frac{dx}{dt} = \psi(x, a). \qquad (21\text{-}141)$$

Здесь ψ — нелинейная функция величины x, а a — постоянная величина, характеризующая внешнее воздействие на систему. Состояние системы в каждый данный момент определяется величиной самой координаты x и скорости $y = \frac{dx}{dt} = \dot{x}$. Переменные в уравнении (21-141) разделяются, и общее решение имеет вид:

$$t = \int \frac{dx}{\psi(x, a)} + C. \qquad (21\text{-}142)$$

Здесь C — постоянная интегрирования, соответствующая заданным начальным условиям ($t=0$, $x=x_0$).

Во многих случаях, однако, удобнее не вычислять интеграл (21-142), а рассмотреть свойства системы на фазовой плоскости x, $y = \dot{x} = \psi(x, a)$.

Уравнение (21-141) определяет (для каждого заданного значения a) линию на плоскости x, y (рис. 21-96, a), которая и является фазовой траекторией системы. Действительно, для любой точки A этой линии уравнение (21-141) удовлетворяется, с другой стороны, любая другая точка плоскости (например, B) не удовлетворяет данному уравнению. Таким образом, рабочая точка, отвечающая решению уравнения, двигается только по кривой mm. Последняя отображает все возможные движения в системе,

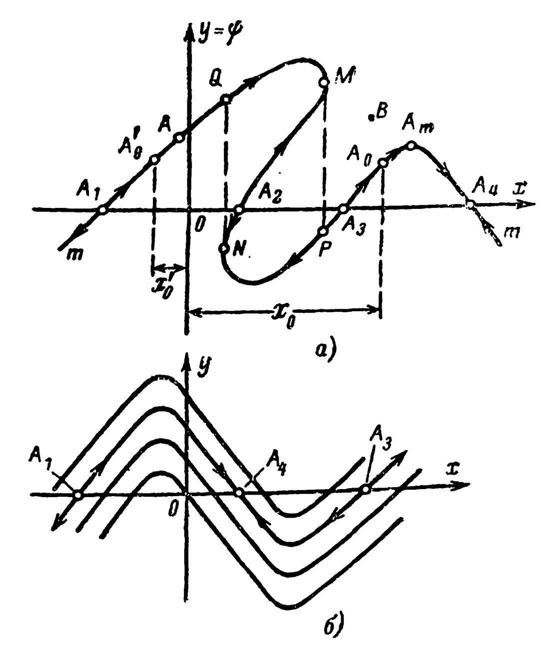


Рис. 21-96. Фазовый портрет системы первого порядка.

a — фазовый портрет системы, в которой возможны периодические движения; $б$ — семейство фазовых траекторий, соответствующих различным постоянным управляющим воздействиям (здесь периодические движения невозможны). Состояния A_1, A_2, A_3 — неустойчивы, A_4 — устойчиво.

и фазовый портрет системы для каждого значения a представляет собой эту линию mm.

Исходное (начальное) состояние системы задается точкой A на фазовой траектории. При изменении параметра a меняется фазовая траекторая. Совокупности значений a соответствует семейство (совокупность) фазовых траекторий (рис. 21-96, *б*), которую также можно назвать фазовым портретом системы. Изображающая точка, характеризующая состояние системы, может двигаться вдоль кривой на рис. 21-96,*а* или вдоль любой из кривых, изображенных на рис. 21-96, *б*, но, конечно, не может переходить с одной кривой на другую.

Рассмотрим движение рабочей точки, начиная с исходного состояния, например A_0 (рис. 21-96,*а*). Так как скорость $y=\dot{x}$ этой точки положительна, x возрастает и точка движется вправо со все увеличивающейся скоростью. После прохождения максимума кривой (точка A_m) скорость движения изображающей точки замедляется и в A_4 точка останавливается (скорость $\psi=0$). Это состояние системы будет равновесным. Состояние A_4 устойчиво, поскольку при отклонении от этой точки вправо или влево скорость становится соответственно отрицательной или положительной и система возвращается в состояние равновесия A_4. Напротив, состояния равновесия A_1, A_2 и A_3 (где y также равно нулю) будут неустойчивыми, поскольку малейшее отклонение от них уводит изображающую точку от этих состояний. Рассмотрим движение системы в случае, когда начальное состояние системы задается точкой A_0'. Изображающая точка перемещается вправо (так как $\dot{x}>0$), пока не достигает точки M, где производная функция ψ терпит разрыв (бесконечна): $d\psi/dx=\infty$. Это означает, что не существует однозначного решения уравнения (21-141) и заранее нельзя сказать, как будет вести себя система при достижении этой точки, если не ввести в рассмотрение дополнительные факторы, характеризующие данную систему.

При составлении уравнения (21-141) обычно делаются некоторые упрощения, например не учитывается действие инерционностей с малыми постоянными времени. Это справедливо, пока система не достигла состояния M. Теперь, чтобы установить характер движения в системе, нужно привлечь дополнительные данные. Одним из них является положение о том, что в системе возможны только такие «скачки» скорости (при неизменной координате), которые не приводят к скачкообразному изменению энергии, так как при скачках энергии требуется источник бесконечной мощности.

Учитывая указанное дополнительное положение, приходим к заключению, что система, достигнув точки M, скачком перейдет на нижнюю ветвь кривой в точку P и будет двигаться затем влево (в сторону уменьшения x, поскольку $y<0$) до тех пор, пока не придет в состояние N. Здесь система «скачком» перейдет в состояние Q. В результате в системе возникнут периодические движения (автоколебания). Они возможны вследствие того, что функция $\psi(x)$ имела обращающиеся в бесконечность производные; если бы функция ψ была аналитической, периодические процессы в системе были бы невозможны.

Автоколебания в рассматриваемой системе возникнут только в том случае, когда начальное состояние системы лежит между точками A_1 и A_3. В противном случае система придет к одному из устойчивых состояний равновесия, например, A_4 и будет оставаться там сколь угодно долго.

Из приведенного примера видно, насколько разнообразны движения в нелинейной системе и как наглядно с помощью метода фазовой плоскости выявляется характер всех возможных движений.

Если имеется необходимость определить время установления процессов, необходимо вычислить интеграл (21-142) при заданных начальных условиях; фазовый портрет дает четкое представление о том, какие движения происходят при этом в системе.

Указанный метод использован в дальнейшем для анализа нелинейных режимов в системе слежения за частотой (см. стр. 171).

Системы второго порядка. Автономная система второго порядка описывается одним уравнением второго порядка вида

$$\ddot{y}=\psi(x, \dot{y}). \qquad (21\text{-}143)$$

Обозначая $\dot{x}=y$, вместо одного уравнения (21-143) получим систему двух уравнений первого порядка:

$$\left.\begin{aligned}\dot{y}&=\psi(x, y);\\ \dot{x}&=y,\end{aligned}\right\} \qquad (21\text{-}144)$$

которую обычно записывают в более общем виде:

$$\left.\begin{aligned}\dot{y}&=P(x, y);\\ \dot{x}&=Q(x,y),\end{aligned}\right\} \qquad (21\text{-}145)$$

где P и Q — некоторые функции переменных x и y.

Состояние системы в любой момент времени характеризуется точкой (координатой x и скоростью $y=\dot{x}$) фазовой плоскости. С течением времени состояние системы меняется и изображающая точка x, y перемещается по некоторой кривой, которая называется фазовой траекторией. Совокупность фазовых траекторий, соответствующих всем возможным начальным состояниям системы, образует фазовый портрет, который позволяет рассмотреть совокупность всех возможных движений в системе.

Исключим из уравнений (21-144) и (21-145) время, поделив одно на другое:

$$\frac{dy}{dx}=\frac{\psi(x, y)}{y} \qquad (21\text{-}146)$$

или в более общем виде

$$\frac{dy}{dx}=\frac{P(x, y)}{Q(x, y)}. \qquad (21\text{-}147)$$

Решением этих уравнений является семейство кривых $y=f(x, C)$ на плоскости, зависящее от постоянной C. Каждому значению C соответствуют определенные начальные условия. Кривые $y=f(x, C)$ на плоскости x, y называются интегральными. С помощью равенств (21-146) и (21-147) определяются направления касательной в любой точке интегральной кривой, где выполнены условия существования однозначного решения Коши (см. т. 1, стр. 33). Интегральные кривые не всегда идентичны фазовым траекториям. Возможны случаи, когда одной интегральной кривой соответствует несколько фазовых траекторий. В нашем случае неоднозначность появляется в точках (x_0, y_0), где одновременно выполняются условия:

для систем, описываемых уравнением (21-146),

$$\left.\begin{aligned}\psi(x_0, y_0) &= 0\\ y_0 &= 0\end{aligned}\right\} \qquad (21\text{-}148)$$

или функции P и Q не определены;

для систем, описываемых уравнением (21-147),

$$\left\{\begin{aligned}P(x_0, y_0) &= 0;\\ Q(x_0, y_0) &= 0\end{aligned}\right.$$

или в точках, где функция ψ не определена.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением системы, описываемой уравнением (21-146). Система будет находиться в состоянии равновесия, когда скорость и ускорение равны нулю, т. е.

$$\frac{dx}{dt}=0;\ \frac{d^2x}{dt^2}=\frac{dy}{dt}=0.$$

Из уравнения (21-144) видно, что $dx/dt=y$, $dy/dt=\psi$. Следовательно, состояниям равновесия отвечают точки, в которых выполняются равенства:

$$y=0;\ \psi(x, y)=0.$$

Но именно такие точки согласно равенству (21-148) будут особыми. Следовательно, точки, в которых система находится в состоянии равновесия, являются особыми, т. е. состояния равновесия одновременно являются такими точками фазовой плоскости, где касательные к интегральным кривым являются неопределенными.

Для выявления состояний равновесия и определения, являются ли эти состояния устойчивыми, необходимо построить фазовый портрет вблизи особых точек.

Если перед исследованием поставлена задача рассмотреть характер движения вблизи состояний равновесия, систему следует линеаризовать и построить фазовый портрет этой линеаризованной системы. На рис. 21-97 изображены различные типы особых точек линеаризованной системы второго порядка (стрелками указано направление движения изображающих точек). Здесь также изображены временные характеристики процесса вблизи особых точек (исходные состояния на фазовых траекториях обозначены точками $A_н$), причем каждому начальному значению координат $x_н$ и $y_н$ точки $A_н$ соответствует своя интегральная кривая. Интегральные кривые могут пересекаться только в особых точках.

1. *Центр* — фазовые траектории являются эллипсами, охватывающими особую точку O. Корни уравнения первого приближения являются мнимыми. В этом случае нельзя ответить на вопрос, является ли состояние равновесия O исходной нелинейной системы устойчивым по Ляпунову.

2. *Фокус* — соответствует комплексным корням характеристического уравнения и соответствует устойчивому состоянию (вещественные части — отрицательные) или неустойчивому состоянию (вещественные части — положительные) равновесия нелинейной системы (рис. 21-97, *б*, *в*).

3. *Узел* — соответствует двум вещественным корням и характеризует устойчивое (корни отрицательны) или неустойчивое (корни положительны) состояние нелинейной системы в точке O.

4. *Седло* — соответствует вещественным корням различных знаков и характеризует неустойчивое состояние равновесия исходной нелинейной системы.

Чаще всего интересуются поведением системы на всей фазовой плоскости, когда необходимо построить фазовый портрет. Для этого необходимо произвести интегрирование уравнения (21-146), решение которого дает семейство интегральных кривых.

Чтобы выявить характер интегральных кривых и вид фазового портрета без интегрирования уравнений, прибегают к построению изоклин. Изоклиной называется кривая, для которой угол пересечения с касательной является величиной постоянной. Для построения изоклин в уравнении (21-146) полагают величину $dy/dx=l$ постоянной и для каждого значения l строят изоклину

$$l=\frac{\psi(x, y)}{y},$$

где l — тангенс угла наклона касательных к интегральным кривым. При достаточно большом числе изоклин по стрелкам, указывающим направление касательных, выявляется качественно ход интегральных кривых на всей фазовой плоскости.

На рис. 21-97, *б* нанесены несколько изоклин, которые в случае узла представляют собой прямые, выходящие из состояния равновесия. Стрелками указано направление интегральной кривой в точке пересечения с изоклиной.

Если имеется возможность нелинейную характеристику представить в виде отдельных отрезков прямых (полигональная

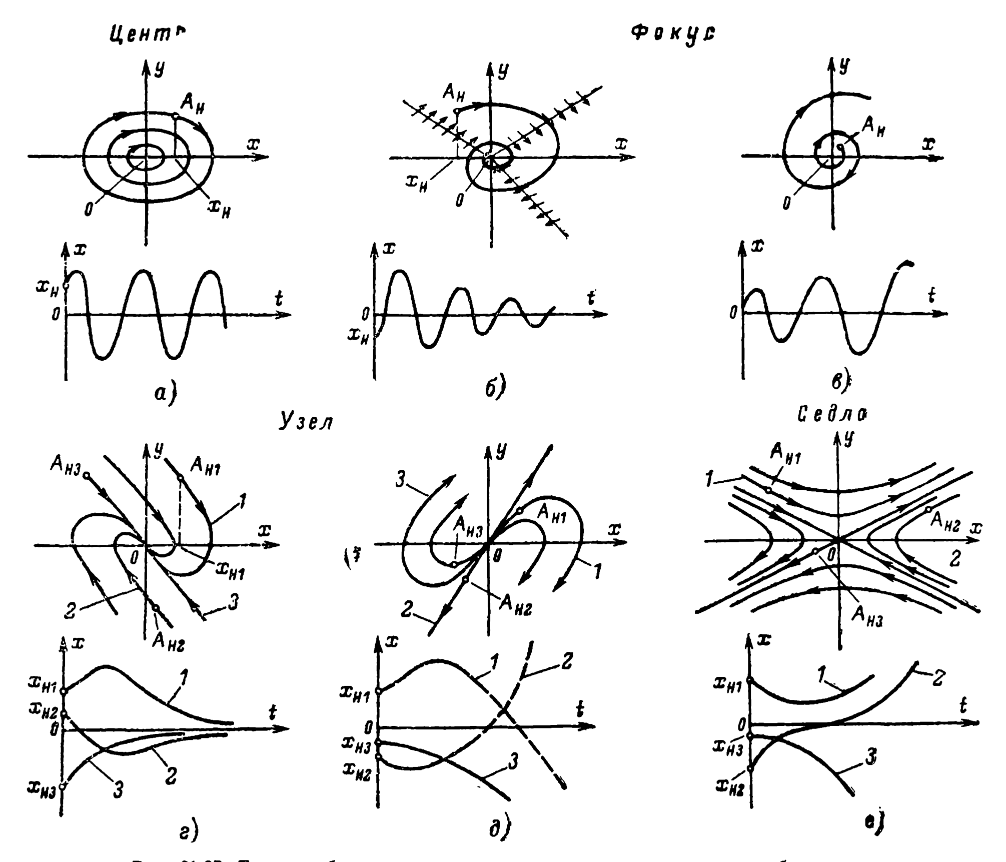


Рис. 21-97. Типы особых точек и характер переходных процессов вблизи них.

а — центр; *б* — устойчивый фокус; *в* — неустойчивый фокус; *г* — устойчивый узел; *д* — неустойчивый узел; *е* — седло; $A_н$ — начальные изображающие точки; $x_н$ — начальные величины.

аппроксимация), то нелинейное уравнение интегрируется для каждого такого отрезка в отдельности, а полученные отдельные решения сопрягаются (припасовываются) в точках излома характеристики. Фазовый портрет системы облегчает в этом случае выполнение операции припасовывания и дает наглядное представление о свойствах системы.

Пример. Рассмотрим релейную следящую систему, в которой угол поворота выходного вала редуктора ($\Theta_{вых}$) должен повторять угол $\Theta_{вх}$ перемещения движка входного потенциометра (рис. 21-98, *а*). При возникновении рассогласования между $\Theta_{вх}$ и $\Theta_{вых}$ срабатывает поляризованное реле, через контакты *1* или *2* которого поступает напряжение $U_у$ на управляющую обмотку реверсивного исполнительного двигателя и якорь последнего поворачивается, перемещая движок в сторону уменьшения напряжения на реле. Структурная схема (рис. 21-98, *б*) системы состоит из релейного элемента и линейной части с передаточной функцией

$$W(D)=\frac{K}{D(T_{дв}D+1)},$$

где величина K учитывает коэффициент передачи всех элементов системы кроме реле (от выхода реле u до угла $\Theta_{вых}$).

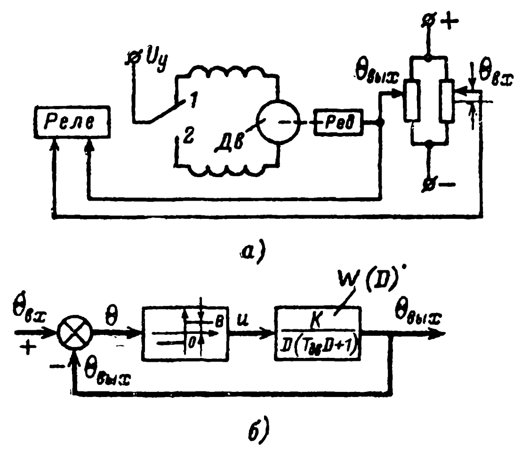


Рис. 21-98. Нелинейная система автоматического регулирования.

а — функциональная схема; *б* — структурная схема.

Составим уравнения системы, полагая, что входной угол $\Theta_{вх}$ является постоянным (в данной системе без ограничения общности можно положить $\Theta_{вх}=0$).

Так как $\Theta_{вых}=W(D)u$, то

$$T\frac{d^2\Theta_{вых}}{dt^2}+\frac{d\Theta_{вых}}{dt}=Ku.$$

Обозначим для удобства $\Theta=x$. Тогда характеристика нелинейного элемента

$$u=F(\Theta)=F(x)=\begin{cases}B, & x>0;\\ -B, & x<0.\end{cases}$$

Учитывая, что при $\Theta_{вх}=0$, $\Theta_{вых}=-\Theta=-x$, получаем:

$$-T\frac{d^2x}{dt^2}-\frac{dx}{dt}=KF(x).$$

Вводя обозначения $dx/dt=y$, получаем уравнение интегральных кривых

$$\frac{dy}{dx}=-\frac{1}{T}-\frac{KF(x)}{Ty},$$

решение которого определяет фазовый портрет системы.

Учитывая выражение $F(x)$, для нахождения интегральных кривых получаем два уравнения:

$$\frac{dy}{dx}=-\frac{1}{T}+\frac{KB}{Ty},\quad x<0;$$

$$\frac{dy}{dx}=-\frac{1}{T}-\frac{KB}{Ty},\quad x>0.$$

Они легко интегрируются. Задаваясь начальными условиями x_0, y_0, после интегрирования получаем:

$$x=x_0+Ty_0-Ty+BKT\ln\frac{BK-y_0}{BK-y},\quad x<0;\qquad (*)$$

$$x=x_0+Ty_0-Ty-BKT\ln\frac{BK+y_0}{BK+y},\quad x>0.\qquad (**)$$

Построение фазовых траекторий производится следующим образом. Задается исходная точка x_0, y_0 интегральной кривой (например, $x=a_0$, $y_0=0$) и строится отрезок *1* траектории (рис. 21-99, *а*) согласно уравнению (*) до точки b_0, соответствующей $x=0$ (т. е. до оси ординат). В момент достижения этой точки (b_0) становится справедливым уравнение (**), причем в качестве начальных условий нужно выбрать координаты x_0, y_0, соответствующие точке b_0, т. е. положить $x_0=0$, $y_0=b_0$. Отрезок *2* траектории строится до оси ординат, когда вновь произойдет смена уравнений. Следующий отрезок *3* строится согласно уравнению (*), причем начальные условия соответствуют теперь точке b_1. Продолжая построение, убеждаемся, что процесс сходится к началу координат. Можно показать, что по мере приближения к началу координат, частота колебания неограниченно нарастает (см., например, [Л. 4, стр. 424]). Линия, при достижении которой происходит изменение вида уравнений (в данном случае она совпадает с осью ординат), называется линией переключения. *Наличие линий переключения — характерная черта систем, содержащих релейные элементы.*

Для того чтобы облегчить построение фазового портрета, можно нанести на плоскости x, y семейство изоклин (рис. 21-99, *б*). Для левой ($x<0$) полуплоскости [уравнение (*)] уравнение изоклин имеет вид:

$$T\frac{dy}{dt}=l=\frac{KB}{y}-1=\frac{dy}{d\zeta},\quad \text{где } \zeta=\frac{x}{T}$$

или

$$y=\frac{KB}{l+1}$$

(для удобства здесь изменен масштаб вдоль оси абсцисс в T раз, чтобы постоянные величины l были безразмерными).

Все изоклины являются прямыми, параллельными оси абсцисс, причем каждому значению величины l (тангенсу наклона касательных к интегральным кривым) соответствует единственная прямая. Величине $l\to\infty$ (касательные идут вертикально) соответствует отрицательная полуось абсцисс, $l=0$ (касательные горизонтальны) — прямая на уровне KB, $l=1$ (угол наклона касательных $+45°$) — прямая на уровне $KB/2$ и т. д. Наклон касательных на изоклинах указывается стрелками.

При изменении l от -1 до нуля изоклины расположены выше линии $l=0$, причем углу наклона $-\pi/4$ соответствует бесконечно удаленная изоклина.

Когда $l<-1$, y отрицательны и изоклины расположены ниже оси абсцисс. При этом угол пересечения меняется от 0 (бесконечно удаленная изоклина) до 90°. Так, например, уровню $y=-\frac{KB}{2}$ соответствует изоклина с $l=-3$.

Для правой полуплоскости [уравнение (**)] уравнение изоклин имеет вид:

$$T\frac{dy}{dt}=\frac{dy}{d\zeta}=-1-\frac{KB}{y}=l$$

или

$$y=-\frac{KB}{l+1}$$

и картина изоклин будет симметричной с построенной для $\zeta<0$ (рис. 21-99).

Интегральные кривые наносятся в соответствии со стрелками, указывающими направление касательных к этим кривым.

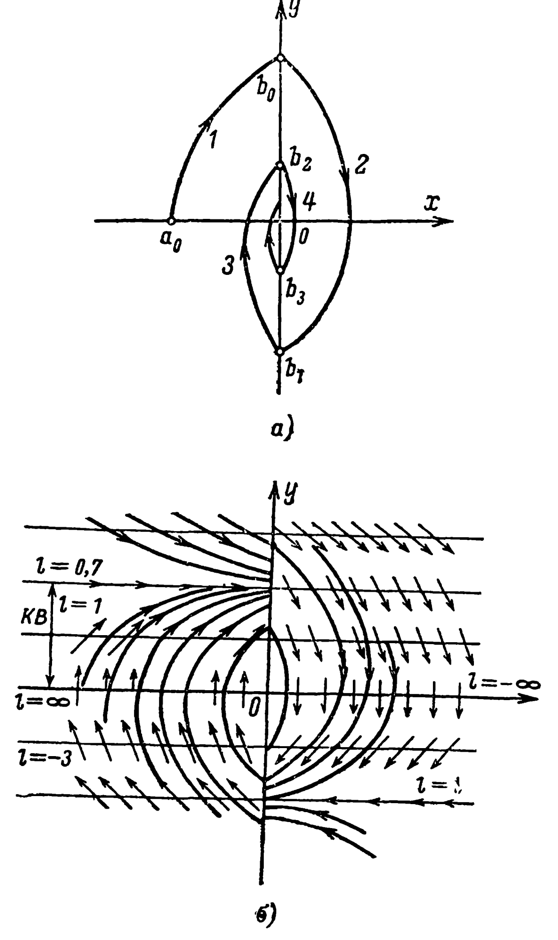


Рис. 21-99. Фазовый портрет системы, изображенной на рис. 21-98.

а — фазовая траектория; *б* — фазовый портрет с нанесенными изоклинами.

Гармоническая линеаризация

Метод гармонической линеаризации позволяет установить, будет ли система с нелинейным элементом устойчива, а если в системе возникнут колебания, будут ли эти колебания иметь устойчивую амплитуду, а также приближенно определить амплитуду и частоту автоколебаний. Этот метод предложен Л. С. Гольдфарбом в СССР [Л. 24]. Он применим к системам, которые вместе с нелинейным элементом содержат линейные элементы, обладающие свойствами фильтрации нижних частот. Для большинства систем автоматического регулирования это требование обычно выполняется.

Предварительно система должна быть приведена к виду, где нелинейный элемент *НЭ* включен последовательно с линейной частью системы *ЛЧ* (рис. 21-100). Рассмотрим несколько примеров приведения структурных схем к такому виду при различном расположении нелинейных элементов в системе.

а) Для системы, где нелинейный элемент расположен как на рис. 21-101, *а*, можно написать:

$$z = (\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) W_1 - xW_3.$$

Но $x = W_2 y$, а $\Theta_{\text{вых}} = W_4 x$.

Таким образом,

$$z = (\Theta_{\text{вх}} - W_4 x) W_1 - W_3 x =$$
$$= W_1 \Theta_{\text{вх}} - (W_1 W_4 + W_3) x =$$
$$= W_1 \Theta_{\text{вх}} - W_2 (W_1 W_4 + W_3) y.$$

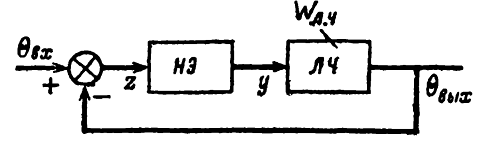


Рис. 21-100. Общая структурная схема системы, содержащей нелинейный элемент *НЭ*.

$W_{\text{л.ч}}$ — передаточная функция линейной части.

Следовательно, для получения входного сигнала z нелинейного элемента нужно его выходной сигнал y, умноженный на $W_2(W_1 W_4 + W_3)$, вычесть из входного сигнала $\Theta_{\text{вх}}$, предварительно помноженного на W_1. Таким образом, последнему уравнению отвечает структурная схема на рис. 21-101, *б*, где передаточная функция линейной части

$$W_{\text{л.ч}} = W_2(W_1 W_4 + W_3).$$

б) Для системы, где нелинейный элемент включен как на рис. 21-102, *а*,

$$z = [W_1 \Theta - y] W_2.$$

Учитывая, что $\Theta = \Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}$, а $\Theta_{\text{вых}} = W_3 z$, получаем:

$$z = [W_1(\Theta_{\text{вх}} - \Theta_{\text{вых}}) - y] W_2 =$$
$$= W_1 W_2 \Theta_{\text{вх}} - W_1 W_2 W_3 z - W_2 y$$

или

$$z = \frac{W_1 W_2}{1 + W_1 W_2 W_3} \Theta_{\text{вх}} - \frac{W_2}{1 + W_1 W_2 W_3} y.$$

Для получения входного сигнала z нелинейного элемента нужно из сигнала $\Theta_{\text{вх}}$, предварительно умноженного на $W_1 W_2 / 1 + W_1 W_2 W_3$, вычесть выходной сигнал y нелинейного элемента, умноженный на $W_2 / 1 + W_1 W_2 W_3$. Следовательно, последнему уравнению отвечает структурная схема на рис. 21-102, *б*.

В методе гармонической линеаризации предполагается, что если на вход системы поступает гармоническое воздействие (синусоидальные колебания) $\Theta_{\text{вх}} = \Theta_{m\text{вх}} \sin \omega t$, то в результате фильтрующего действия линейной части выходной сигнал будет также синусоидальным: $\Theta_{\text{вых}} = \Theta_{m\text{вых}} \sin(\omega t + \varphi)$, а все высшие гармоники, которые возникают при прохождении разностного сиг-

нала $z=\Theta_{вх}-\Theta_{вых}$ через нелинейный элемент, фильтруются (отсеиваются) линейной частью. Такое предположение в большинстве случаев оправдывается, поскольку замкнутая система регулирования является чаще всего узкополосным фильтром нижних частот.

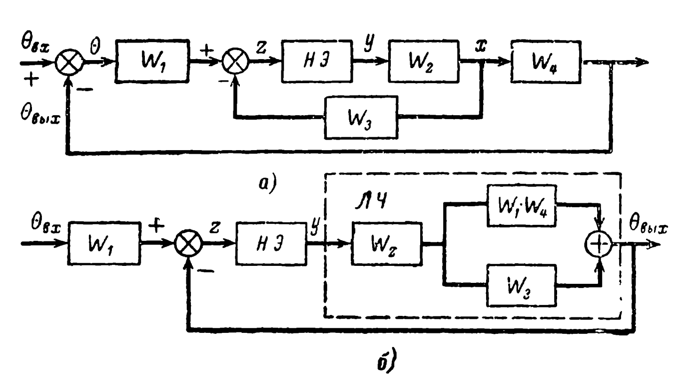


Рис. 21-101. Приведение схемы с нелинейным элементом во внутреннем контуре.

а — исходная схема; б — схема, преобразованная к виду на рис. 21-100.

Свойства нелинейного элемента проявляются в том, что фазовый сдвиг первой гармоники выходного сигнала по отношению к входному сигналу и отношение амплитуд этих сигналов зависят от амплитуды колебаний на входе. Для линейного элемента при определенной частоте отношение амплитуд и фазовый сдвиг—величины постоянные.

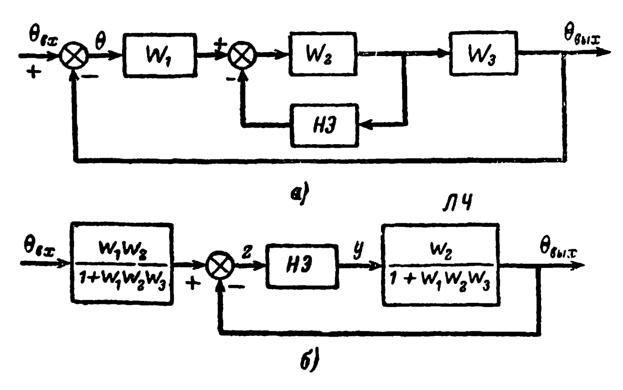


Рис. 21-102. Приведение схемы с нелинейным элементом в цепи обратной связи внутреннего контура.

а —исходная схема; б — схема, преобразованная к виду, приведенному на рис. 21-100.

В методе гармонического баланса для характеристики свойств НЭ вводится нормированная передаточная функция или нормированный комплексный коэффициент передачи $K_н(jA)$, который определяется соотношением

$$K_н(jA)=\frac{K(jA)}{A}=\frac{K(A)}{A}e^{j\varphi_н(A)}. \quad (21\text{-}149)$$

Здесь K — отношение амплитуды первой гармоники сигнала на выходе к амплитуде A синусоидального сигнала на входе, а $\varphi_н(A)$ — фазовый сдвиг указанных сигналов. Иначе говоря, $K_н(jA)$ представляет собой нормированный коэффициент передачи по первой гармонике.

Для нахождения $K_н(jA)$ необходимо разложить выходной сигнал $y=F(z)$ нелинейного элемента при синусоидальном входном сигнале $z=A\sin\omega t$ в ряд Фурье, вычислить комплексную амплитуду первой гармоники и разделить на величину A. В соответствии с формулой разложения в ряд Фурье (см. т. 1, стр. 53) получаем:

$$y=F(A\sin\omega t)=a_0+\sum_{k=1}^{\infty}[a_k\cos k\omega_k t+ b_k\sin k\omega_k t]. \quad (21\text{-}150)$$

Так как функция $F(z)$ обычно симметрична (см. табл. 21-12), то постоянная составляющая выходного сигнала $a_0=0$. Учитывая только первую гармонику, запишем для выходного сигнала нелинейного элемента:

$$y\approx y_1=a_1\cos\omega_1 t+b_1\sin\omega_1 t = K\sin(\omega_1 t+\varphi_н). \quad (21\text{-}151)$$

Здесь

$$a_1=K\sin\varphi_н;\ b_1=K\cos\varphi_н;$$

$\omega_1=\omega=2\pi/T$ — круговая частота входного сигнала, а a_1 и b_1 — коэффициенты разложения Фурье:

$$a_1=\frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2}F(A\sin\omega t)\cos\omega t\,dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}F(A\sin\psi)\cos\psi d\psi; \quad (21\text{-}152)$$

$$b_1=\frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2}F(A\sin\omega t)\sin\omega t\,dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}F(A\sin\psi)\sin\psi d\psi, \quad (21\text{-}153)$$

где $\psi=\omega t$.

Представляя сигналы в комплексной форме для комплексных амплитуд входа ($\dot{z}$) и выхода ($\dot{Y}_1$), запишем:

$$\dot{Z} = A; \dot{Y}_1 = \dot{K}(jA) = K(A)\, e^{j\varphi_н(A)},$$

где

$$K(A) = \sqrt{a_1^2(A) + b_1^2(A)}\ ;\ \operatorname{tg}\varphi_н = \frac{a_1(A)}{b_1(A)}. \qquad (21\text{-}154)$$

Отсюда получаем нормированную передаточную функцию нелинейного элемента

$$K_н(jA) = \frac{\dot{Y}}{A} = \frac{K(A)}{A} e^{j\varphi_н(A)} = K_н(A)\, e^{j\varphi_н(A)}. \qquad (21\text{-}155)$$

Зависимость

$$K_н(A) = \frac{K(A)}{A} = \frac{1}{A}\sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

называют амплитудной, а $\varphi_н(A)$ — фазовой характеристикой НЭ. Для всех приведенных в табл. 21-12 нелинейностей, кроме нелинейностей типа люфта $\varphi_н(A)=0$, т. е. нелинейный элемент не вносит дополнительного сдвига. Для таких НЭ $a_1=0$ и

$$K_н(A) = \frac{b_1}{A} = \frac{1}{\pi A}\int_0^{2\pi} F(A\sin\psi)\sin\psi d\psi.$$

Фазовый сдвиг появляется в том случае, когда НЭ имеет неоднозначную характеристику.

В практике используется также обратная амплитудная характеристика

$$Z_н(A) = \frac{1}{K_н(A)}. \qquad (21\text{-}156)$$

Пример. Найти амплитудную характеристику НЭ релейного типа (табл. 21-12, поз. 3). Так как характеристика симметрична, $a_1(A)=0$ и $\varphi_н(A)=0$.

На рис. 21-103 представлены диаграммы сигналов для этого нелинейного элемента. Выходной сигнал является прямоугольным с амплитудой B. Учитывая формулы (21-153) и (21-155), находим:

$$K_н(A) = \frac{2}{\pi A}\int_0^{\pi} B\sin\psi\, d\psi = \frac{4B}{\pi A}.$$

В отдельных случаях желательно иметь в системе автоколебания малой амплитуды, поскольку при этом снижается вредное влияние люфтов, зон нечувствительности и т. д. на точность системы.

Возможность возникновения автоколебаний в нелинейной системе выясняется следующим образом. Пусть сигнал на входе системы (рис. 21-100) отсутствует ($\Theta_{вх}=0$).

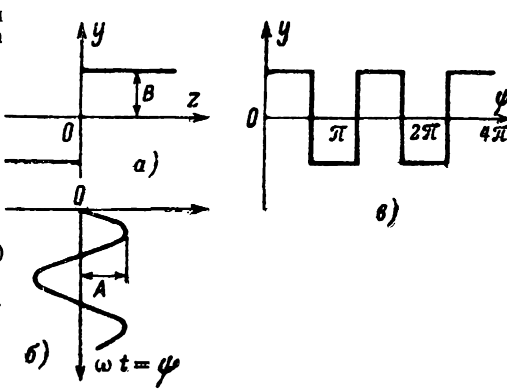


Рис. 21-103. Диаграммы сигналов для релейного нелинейного элемента.

а — характеристика; *б* — входной сигнал; *в* — выходной сигнал.

Тогда с учетом характеристики *НЭ* запишем следующие равенства:

$$\Theta_{вых} = W_{л.ч}y;$$
$$y = K_н(jA)z;$$
$$z = -\Theta_{вых}.$$

Для того чтобы в системе могли возникнуть синусоидальные автоколебания, необходимо, чтобы коэффициент усиления для некоторой частоты ω в контуре (от входа *НЭ* до выхода *ЛЧ*) был равен единице, а фазовый сдвиг в этих элементах составлял 180°, т. е. было справедливо равенство

$$W_{л.ч}(j\omega)K_н(jA) = -1, \qquad (21\text{-}157)$$

(заметим, что дополнительный фазовый сдвиг 180° создается в элементе сравнения, так что общий сдвиг фазы в замкнутой системе составляет 360°) или

$$W_{л.ч}(j\omega) = -\frac{1}{K_н(jA)} = -Z_н(jA) = \frac{1}{K_н A} e^{-j\varphi_н(A)}, \qquad (21\text{-}158)$$

где $Z_н(jA)$ — обратная амплитудная характеристика нелинейного элемента.

Проще всего установить возможность выполнения равенства (21-158) графически с помощью построения соответствующих характеристик $W_{л.ч}(j\omega)$ и $Z_н(jA)$ на комплексной плоскости (u, jv).

Если указанные характеристики пересекаются, решение уравнения (21-158) существует и в системе могут возникнуть колебания на тех частотах ω_m и с той амплитудой A_m, которые соответствуют точке M пересечения характеристик (рис. 21-104, *б*).

Далее необходимо установить, будут ли эти колебания устойчивы. Определение устойчивости может проводиться с помощью различных правил. Одно из них со-

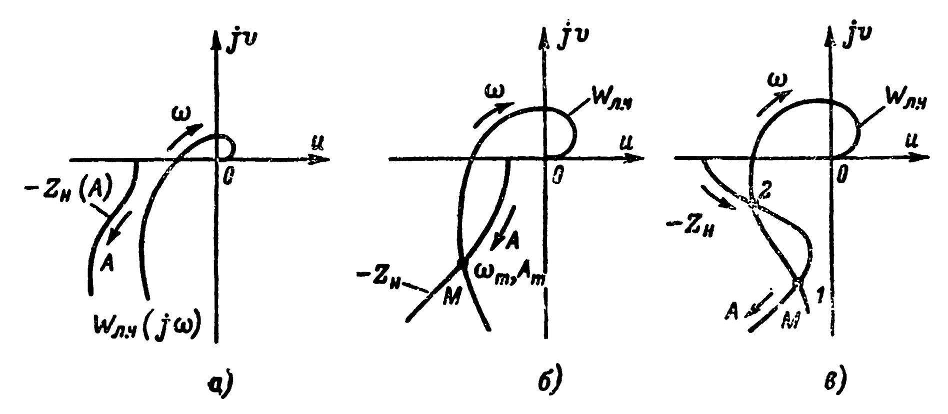


Рис. 21-104. Диаграммы для определения возможностей существования автоколебания в системах с НЭ.

а — автоколебания невозможны; *б* — автоколебания возможны с частотой ω_m и амплитудой A_m и устойчивы; *в* — автоколебания возможны в точках *1* и *2*, но в точке *2* они неустойчивы.

стоит в следующем. Если разомкнутая система устойчива, то необходимо установить, куда переходит точка характеристики $-Z_н$ НЭ при движении вдоль нее в сторону увеличения A. Если точка переходит внутрь петли амплитудно-фазовой характеристики $W_{л.ч}(j\omega)$, автоколебания неустойчивы, если точка выходит из этой петли — устойчивы.

Так, устойчивым автоколебаниям на рис. 21-104, *в* соответствует только точка *1*; точке *2* соответствуют неустойчивые автоколебания.

Для определения возможности возникновения автоколебаний, а также их частоты ω_m и амплитуды A_m можно воспользоваться также построением логарифмических характеристик:

$$L(\omega, A) = 20 \lg|W_{л.ч}(j\omega)| + 20 \lg|K_н(jA)|;$$

$$\varphi(\omega, A) = \varphi_{л.ч}(\omega) + \varphi_н(A)$$

для различных значений A.

Если существует такая величина A, для которой ЛФХ пересечет уровень $-\pi$ на частоте среза ω_c, то в системе возможны автоколебания, причем частота автоколебаний $\omega_m \approx \omega_c$, а амплитуда A_m соответствует точке ω_c.

В том случае, когда $\varphi_н = 0$ и $K_н(jA) = K(A)$, нелинейное звено имеет однозначную характеристику и процедура нахождения ω_m и A_m упрощается.

Из равенства (21-157) в этом случае следует:

$$[u(\omega) + jv(\omega)]K_н(A) = -1 \quad (21\text{-}159)$$

или

$$u(\omega)K_н(A) = -1; \quad (21\text{-}160)$$

$$v(\omega) = 0, \quad (21\text{-}161)$$

где $u(\omega)$ и $v(\omega)$ — вещественная и мнимая характеристики линейной части системы.

Последнее равенство позволяет сразу определить частоту автоколебаний. Из него также следует, что частота ω_m, на которой могут возникнуть автоколебания, не зависит от свойств нелинейного элемента [в уравнение (21-161) не входят параметры нелинейного элемента]. Из равенства (21-160) определится амплитуда колебаний

$$K_н(A_m) = -\frac{1}{u(\omega_m)}. \quad (21\text{-}162)$$

Необходимо отметить, что рассмотренный метод гармонической линеаризации дает лишь приближенные значения амплитуды и частоты автоколебаний.

Пример. Определить условия возникновения автоколебаний, их частоту и амплитуду в системе, состоящей из релейного элемента и линейной части с передаточной функцией

$$W_{л.ч}(p) = \frac{K}{p(T_1p+1)(T_2p+1)}.$$

Характеристика $-z_н(A)$ релейного нелинейного элемента (см. табл. 21-12, поз. 3) совпадает с отрицательной полуосью абсцисс левее точки $(-1, j0)$. Поэтому пересечение этой характеристики с амплитудно-фазовой характеристикой $W_{л.ч}(j\omega)$ (а следовательно, и возникновение автоколебаний) возможно только при условии, что характеристика охватывает точку $(-1, j0)$, т. е. когда система без нелинейного элемента с фильтром $W_{л.ч}(p)$ теряет устойчивость (рис. 21-105, кривая *2*). Используя алгебраический критерий (см., например, стр. 48), находим, что потеря устойчивости происходит при

$$K > \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} = K_{кр}.$$

Это будет также условием возникновения автоколебаний в системе с нелинейным элементом.

Амплитуду A_m и частоту ω_m автоколебаний можно найти графически, построив амплитудно-фазовую характеристику

$$W_{л.ч}(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega)$$

и установив, при каких величинах ω_m и A_m происходит пересечение этой характеристики с линией $-Z_н(A)$. Для выбранного НЭ $\varphi_A = 0$ и частоту автоколебаний проще найти аналитически из равенства (21-161), а амплитуду — из равенства (21-160).

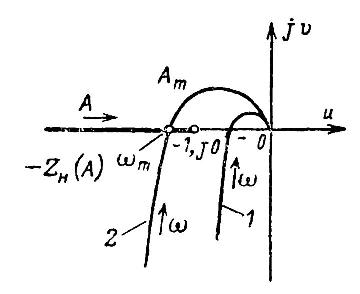


Рис. 21-105. Диаграмма для определения существования автоколебаний (см. пример).

Запишем:

$$W_{л.ч}(j\omega) = \frac{K}{T_1T_2(j\omega)^3 + (T_1+T_2)(j\omega)^2 + j\omega} =$$

$$= \frac{K[-\omega^2(T_1+T_2) - j\omega(1-T_1T_2\omega^2)]}{[\omega^2(T_1+T_2)]^2 + (1-T_1T_2\omega^2)^2\omega^2}.$$

Следовательно,

$$u(\omega) = \frac{-K\omega^2(T_1+T_2)}{\omega^4(T_1+T_2)^2 + \omega^2(1-\omega^2T_1T_2)^2};$$

$$v(\omega) = -\frac{\omega(1-\omega^2T_1T_2)}{\omega^4(T_1+T_2)^2 + \omega^2(1-\omega^2T_1T_2)^2}.$$

Частоту определим, полагая что $v(\omega) = 0$. Тогда

$$\omega_m\left(1 - T_1T_2\omega_m^2\right) = 0.$$

Отсюда получаем:

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{T_1T_2}}.$$

Амплитуду найдем из уравнения

$$u(\omega)K_н(A) = -1.$$

Так как $K_н = 4B/\pi A$, то для определения A_m запишем:

$$K(T_1+T_2)\frac{4B}{\pi A_m} = \omega_m^2\left(T_1+T_2\right)^2 + \left(1-\omega_m^2T_1T_2\right)^2.$$

Отсюда

$$A_m = \frac{4BK}{\pi}\frac{T_1T_2}{T_1+T_2}.$$

Автоколебания в системе будут устойчивыми, поскольку при увеличении A изображающая точка выходит из петли, охватываемой характеристикой $W_{л.ч}(j\omega)$.

Статистическая линеаризация

Метод статистической линеаризации * [Л. 12] нашел широкое применение для анализа автоматических систем, содержащих существенно нелинейные элементы, при воздействии на них случайных сигналов. Рассмотрим кратко основные идеи этого метода.

Предположим, система содержит нелинейный безынерционный элемент с симметричной характеристикой

$$y = F(z). \qquad (21\text{-}163)$$

Будем считать, что входной сигнал $z(t)$ является суммой полезной составляющей $a(t)$ и помехи, являющейся центрированной случайной стационарной функцией времени z^0, т. е. $z(t) = a(t) + z^0$, так что математическое ожидание входного сигнала $m_z = a(t)$, то $z = m_z + z^0$. В результате прохождения нелинейного элемента на его выходе получается сигнал

$$y = b + y^0 = m_y + y^0,$$

где $b = m_y$ — полезная составляющая, равная математическому ожиданию, а y^0 — флуктуационная составляющая с нулевым математическим ожиданием.

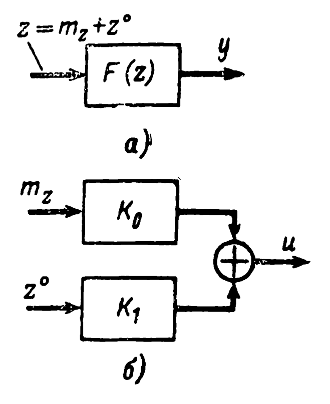


Рис. 21-106. Замена нелинейного звена линейным эквивалентным звеном.

Идея статистической линеаризации состоит в замене нелинейного звена с характеристикой (21-163) некоторым линейным эквивалентным звеном с различными коэффициентами передачи для среднего значения (K_0) и флуктуационной составляющей (K_1). Выходной сигнал $u(t)$ эквивалентного звена (рис. 21-106) можно записать в виде

$$u(t) = K_0m_z + K_1z^0. \qquad (21\text{-}164)$$

* Предложен И. Е. Казаковым.

Он, естественно, не будет совпадать с $y(t)$. Однако коэффициенты K_0 и K_1 можно выбрать так, чтобы выходные сигналы $y(t)$ и $u(t)$ были эквивалентны в статистическом смысле. Одно из условий такой эквивалентности состоит в равенстве математических ожиданий сигналов $y(t)$ и $u(t)$:

$$\bar{y}(t) = \bar{u}(t), \qquad (21\text{-}165)$$

а также дисперсий

$$\sigma_y^2(t) = \sigma_u^2(t). \qquad (21\text{-}166)$$

Другим условием эквивалентности может служить такой выбор коэффициентов K_0 и K_1, при котором обеспечивается минимальное значение среднего квадрата разности действительного и приближенного значения выходной величины, т. е.

$$\overline{[y(t) - u(t)]} = \min. \qquad (21\text{-}167)$$

Каждое из указанных условий эквивалентности позволяет определить коэффициенты K_0 и K_1.

Если принято первое из рассмотренных условий, то в силу равенства (21-164) математическое ожидание и дисперсия сигнала $u(t)$ будут равны:

$$\bar{u}(t) = m_u = K_0 m_z; \quad \sigma_u^2(t) = K_1^2 \sigma_z^2.$$

Тогда из равенства (21-165) получаем:

$$m_y = m_u = K_0 m_z,$$

а из (21-166) находим:

$$\sigma_y^2 = \left[K_1^{(1)}\right]^2 \sigma_z^2.$$

Индекс вверху коэффициента K_1 указывает на то, что линеаризация осуществляется по первому способу, т. е. на основании равенства (21-165). Таким образом, коэффициенты K_0 и $K_1^{(1)}$ выражаются равенствами:

$$K_0 = \frac{m_y}{m_z}; \quad K_1^{(1)} = \pm \frac{\sigma_y}{\sigma_z}. \qquad (21\text{-}168)$$

Выбор знака перед K_1 определяется характером функции $\varphi(z)$: если $\varphi(z)$ возрастает около точки $z = m_z$, то $K_1 > 0$, если убывает, то $K_1 < 0$.

При линеаризации по второму способу [согласно соотношению (21-167)] коэффициент K_0 выражается так же, как и по первому, а коэффициент $K_1 = K_1^{(2)}$ определяется через дисперсию входного сигнала и математическое ожидание произведения zy^0 следующим образом:

$$K_1 = K_1^{(2)} = \frac{1}{\sigma_z^2} m_{(yz^0)}. \qquad (21\text{-}169)$$

Для определения этих коэффициентов нужно знать закон распределения входной величины (плотность распределения вероятностей) $p(z)$. Известно, что математическое ожидание и дисперсия нелинейного безынерционного преобразования $F(z)$ случайной функции времени выражается через плотность вероятности с помощью следующих соотношений (см., например, т. 1, стр. 77):

$$m_y = \int_{-\infty}^{\infty} F(z)\, p(z)\, dz;$$

$$\sigma_y^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left[F(z) - m_y\right]^2 p(z)\, dz.$$

Учитывая равенства (21-168) и (21-169), запишем:

$$K_0 = \frac{1}{m_z} \int_{-\infty}^{\infty} F(z)\, p(z)\, dz; \qquad (21\text{-}170)$$

$$K_1^{(1)} = \pm \frac{1}{\sigma_z} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \left[F(z) - m_y\right]^2 p(z)\, dz \right]^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \pm \frac{1}{\sigma_z} \left[\int_{-\infty}^{\infty} F^2(z)\, p(z)\, dz - m_y^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \qquad (21\text{-}171)$$

Аналогично из формулы (21-169) можно получить выражение для коэффициента $K_1^{(2)}$:

$$K_1^{(2)} = \frac{1}{\sigma_z^2} \int_{-\infty}^{\infty} (z - m_z)\, F(z)\, p(z)\, dz.$$

Значения коэффициентов зависят от вида нелинейности и закона распределения. В большинстве случаев нелинейный элемент в системе регулирования соединяется с инерционными линейными звеньями. Известно, что при прохождении случайных сигналов с любыми законами распределения через инерционные элементы происходит нормализация закона распределения. Поэтому приближенно можно считать закон распределения плотности вероятности нормальным и записать его в виде (см. т. 1, стр. 78):

$$p(z) = \frac{1}{\sigma_z \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(z - m_z)^2}{2\sigma_z^2}}.$$

Конкретные выражения для коэффициентов K_0, $K_1^{(1)}$ и $K_1^{(2)}$ при типовых нелинейностях и нормальном распределении имеются в литературе (см. [Л. 4, 12]). Например, для релейной характеристики (рис. 21-98, б)

$$K_0 = \frac{2B}{m_z} \Phi\left(\frac{m_z}{\sigma_z}\right); \qquad (21\text{-}172)$$

$$K_1^{(1)} = \frac{B}{\sigma_z} \left[1 - 4\Phi^2\left(\frac{m_z}{\sigma_z}\right)\right]^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \frac{B}{\sigma_z} \psi\left(\frac{m_z}{\sigma_z}\right). \qquad (21\text{-}173)$$

(через ψ обозначено выражение в квадратных скобках);

$$K_1^{(2)} = \frac{B}{\sigma_z} \frac{2}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{m_z}{\sigma_z}\right)^2}. \quad (21\text{-}174)$$

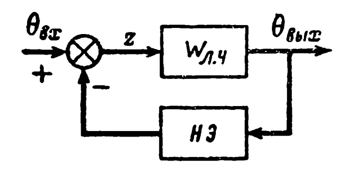


Рис. 21-107. Структурная схема для вычисления характеристик выходного сигнала методом статистической линеаризации.

Заметим, что в формулах (21-172) и (21-173) функция

$$\Phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{r^2}{2}} dr,$$

может быть представлена в виде графика (рис. 21-109).

Для интеграла, записанного в другой форме, а именно

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-r^2} dr,$$

можно воспользоваться таблицами (см., например, т. 1, стр. 79, табл. 1-9). Переход от одной формы к другой производится путем соответствующего изменения масштабов.

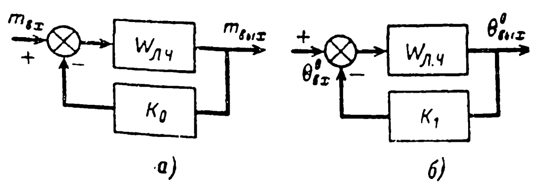


Рис. 21-108. Эквивалентные схемы линеаризованной системы.

а — для математического ожидания; б — для вычисления дисперсии выходной величины.

Анализ показывает [Л. 12], что для повышения точности вычислений при статистической линеаризации в качестве коэффициента K_1 целесообразно брать среднее арифметическое значение коэффициентов $K_1^{(1)}$ и $K_1^{(2)}$, т. е.

$$K_1 = 0{,}5\left(K_1^{(1)} + K_1^{(2)}\right).$$

С помощью метода статистической линеаризации можно найти математическое

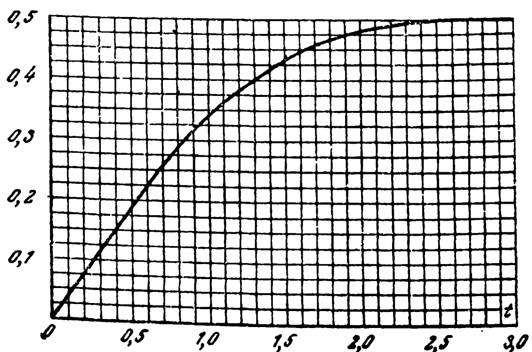


Рис. 21-109. График функции $\Phi(t)$.

ожидание и дисперсию выходной величины следящей системы. Для этого систему с нелинейным элементом приводят к виду, представленному на рис. 21-107, где нелинейный элемент расположен в цепи обратной связи. Это можно сделать путем простых преобразований, аналогичных рассмотренным на стр. 132. В результате замены нелинейного элемента статистическим эквивалентом вместо одной нелинейной системы получаем две линейные: одну (рис. 21-108, а) с коэффициентом передачи K_0, справедливую для математического ожидания $m_{вх}$ и $m_{вых}$, другую с коэффициентом передачи K_1 (рис. 21-108, б) для флуктуационных составляющих $\Theta_{вх}^0$ и $\Theta_{вых}^0$. При этом входной и выходной сигналы равны:

$$\Theta_{вх} = m_{вх} + \Theta_{вх}^0; \quad \Theta_{вых} = m_{вых} + \Theta_{вых}^0,$$

где выходной сигнал системы одновременно является выходным сигналом НЭ: $\Theta_{вых} = z$. Передаточные функции системы имеют вид:

$$\Phi_0(p) = \frac{W_{л.ч}(p)}{1 + K_0 W_{л.ч}(p)};$$

$$\Phi_1(p) = \frac{W_{л.ч}(p)}{1 + K_1 W_{л.ч}(p)}.$$

Так как входной сигнал НЭ является выходным сигналом системы, то коэффициенты K_0 и K_1 зависят от математического ожидания $m_{вых}$ и дисперсии $\sigma_{вых}^2$ выходного сигнала $\Theta_{вых}$ системы, которые в свою очередь являются функциями статистических характеристик сигнала $m_{вх}$ и $\sigma_{вх}^2$ на входе системы. Для установившегося режима математическое ожидание выходного сигнала находится из равенства

$$m_{вых} = \frac{W_{л.ч}(0)\, m_{вх}}{1 + K_0(m_{вых}, \sigma_{вых})\, W_{л.ч}(0)}, \quad (21\text{-}175)$$

а дисперсия выходного сигнала (см.

рис. 21-108, б) — из соотношения

$$\sigma^2_{вых} = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty} S_{вх}(\omega) \times$$

$$\times \left| \frac{W_{л.ч}(j\omega)}{1+K_1(m_{вых}, \sigma_{вых})\, W_{л.ч}(j\omega)} \right|^2 d\omega. \qquad (21\text{-}176)$$

В последней формуле $S_{вх}(\omega)$ — спектральная плотность случайной составляющей входного сигнала системы.

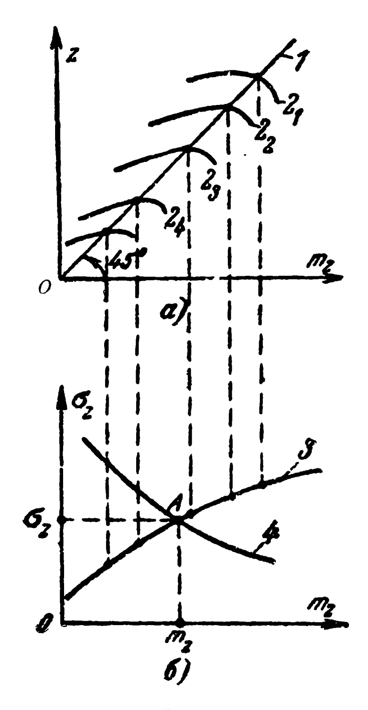


Рис. 21-110. Графики, иллюстрирующие вычисление средних значений и дисперсий при использовании метода статистической линеаризации в общем виде.

Система уравнений (21-175) и (21-176) содержит две неизвестные величины $m_{вых}$ и $\sigma^2_{вых}$. Поскольку характер зависимости K_0 и K_1 от этих величин, определяемый типом нелинейного элемента, известен, эта система может быть решена.

В результате решения получаются искомые величины $m_{вых}$ и $\sigma^2_{вых}$. Чаще всего решение находится графически [Л. 2, 12]. Наиболее просто решение осуществляется с помощью следующего построения. Вводится новая переменная $\xi = m_{вых}$. Тогда уравнение (21-175) переходит в систему двух уравнений:

$$\xi = m_{вых};$$

$$\xi = \frac{W_{л.ч}(0)}{1+K_0(m_{вых}, \sigma_{вых})\, W_{л.ч}(0)}\, m_{вх}. \qquad (21\text{-}177)$$

В системе координат (ξ, $m_{вых}$) строится прямая *1*, соответствующая первому уравнению (рис. 21-110, а). Задаваясь далее величиной $\sigma_{вых}$ как параметром, строят серию кривых, каждая из которых соответствует определенному значению $\xi(m_{вых})$: 2_1, 2_2, 2_3 ... Точки пересечения прямой *1* с кривыми *2* определяют зависимость $\sigma_{вых}(m_{вых})$, удовлетворяющую системе (21-177) и, следовательно, уравнению (21-175) — (кривая *3* на рис. 21-110, б).

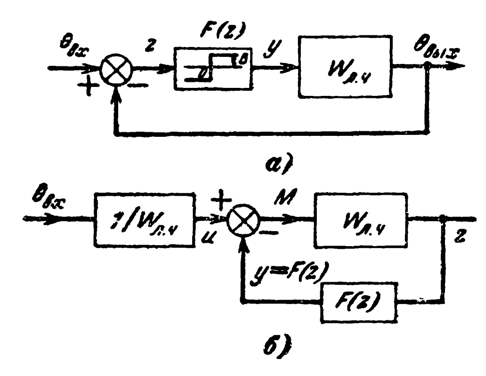


Рис. 21-111. Исходная структурная и преобразованная схемы, иллюстрирующие расчетный пример.

Далее, значения $\sigma_{вых}$ и $m_{вых}$, отвечающие кривой *3*, подставляются в формулу (21-176) и для каждой такой пары вычисляется соответствующая величина $\sigma_{вых}$. При этом, конечно, используются формулы (21-172) и (21-173) для вычисления коэффициентов K_0 и K_1. Таким образом получается еще одна кривая, которая наносится на ту же координатную плоскость (кривая *4* на рис. 21-110, б). Точка *A* пересечения этих кривых соответствует решению системы уравнений (21-175) и (21-176) и определяет искомые значения $\sigma_{вых} = \sigma_z$ и $m_{вых} = m_z$.

Пример. Продолжим рассмотрение примера на стр. 130 (рис. 21-98) нелинейной системы, содержащей релейный элемент и линейную часть — исполнительный двигатель с передаточной функцией

$$W_{л.ч}(p) = W(p) = \frac{K}{p(Tp+1)}.$$

Предположим, что на вход системы (рис. 21-111, а) подается регулярное управляющее воздействие

$$a(t) = x_0 + v_0 t$$

(где x_0 и v_0 — постоянные величины) и стационарная случайная помеха x^0 с нулевым средним значением, имеющая корреляционную функцию и соответствующую спектральную плотность

$$R_x = \sigma_x^2 e^{-\alpha|\tau|}; \quad S_x(\omega) = \frac{2\sigma_x^2 \alpha}{\alpha^2 + \omega^2}.$$

Таким образом, входной сигнал

$$\Theta_{вх}(t) = x_0 + v_0 t + x^0.$$

Найдем, пользуясь методом статистической линеаризации, дисперсию и математическое ожидание $\sigma_{вых}$, $m_{вых}$ выходной величины $\Theta_{вых}$ для этой системы [Л. 4]. Зададимся следующими числовыми данными: $K=5$ $1/сек$, $\alpha=0,1$ $1/сек$, $\sigma_x^2=0,25$ $ед^2$, $v_0=0,5$ $1/сек$, $T=0,1$ $сек$. Предварительно приведем схему к виду, соответствующему рис. 21-107, когда нелинейный элемент располагается в цепи обратной связи и выходной сигнал преобразованной системы является входным сигналом нелинейного элемента. Это преобразование осуществляется аналогично тому, как было сделано на рис. 21-101 или 21-102. В соответствии с исходной схемой запишем

$$z = \Theta_{вх} - \Theta_{вых} = \Theta_{вх} - F(z)\, W_{л.ч}$$

или

$$\frac{z}{W_{л.ч}} = \frac{\Theta_{вх}}{W_{л.ч}} - F(z) = u - F(z) = u - y,$$

где

$$u = \Theta_{вх}/W_{л.ч}, \quad y = F(z).$$

Следовательно,

$$z = W_{л.ч}[u - F(z)] = W_{л.ч}(u - y).$$

В соответствии с последним равенством схема на рис. 21-111, *а* преобразуется в схему на рис. 21-111, *б*. Действительно, величина z получается как результат прохождения разности $u-y$ (т. е. сигнала в точке M) через звено $W_{л.ч}$. В свою очередь сигнал u находится в результате прохождения сигнала $\Theta_{вх}$ через звено $1/W_{л.ч}$.

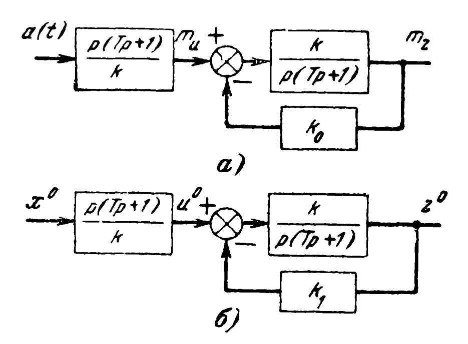


Рис. 21-112. Структурные схемы для вычисления дисперсий и средних значений сигналов на входе нелинейного элемента.

а — для математических ожиданий (средних значений); *б* — для дисперсий.

Таким образом, из схемы на рис. 21-111, *б* в результате линеаризации получаем схемы на рис. 21-112, которые отличаются от схем на рис. 21-108 только входными сигналами: вместо $m_{вх}$ и $m_{вых}$ здесь имеют место сигналы $a(t)$ и m_z, а вместо $\Theta^0_{вх}$ и $\Theta^0_{вых}$ — x^0 и z^0. Передаточная функция замкнутой системы для математического ожидания (схема на рис. 21-112, *а*) с учетом стоящего впереди звена

$$\Phi_0 = \frac{\dfrac{p(Tp+1)}{K}\,\dfrac{K}{p(Tp+1)}}{1+\dfrac{K_0K}{p(Tp+1)}} = \frac{p(Tp+1)}{p(Tp+1)+KK_0}.$$

В результате прохождения сигнала $a(t)=x_0+v_0(t)$ через систему с передаточной функцией $\Phi_1(p)$ в установившемся режиме получим:

$$m_z = \frac{v_0}{KK_0}. \qquad (21\text{-}178)$$

Аналогично передаточная функция для случайной составляющей (с учетом действия звена $1/W_{л.ч}$)

$$\Phi_1 = \frac{p(Tp+1)}{p(Tp+1)+KK_1}.$$

Соответственно для дисперсии выходного сигнала σ_z^2 при подаче на вход помехи x^0 найдем:

$$\sigma_z^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega)\,|\Phi_1(j\omega)|^2\,d\omega. \qquad (21\text{-}179)$$

Этот интеграл определяем по табл. 21-7, в результате чего найдем:

$$\sigma_z^2 = \alpha\sigma_x^2\frac{1+[\alpha+KK_1]T}{\alpha+KK_1+\alpha^2T}. \qquad (21\text{-}180)$$

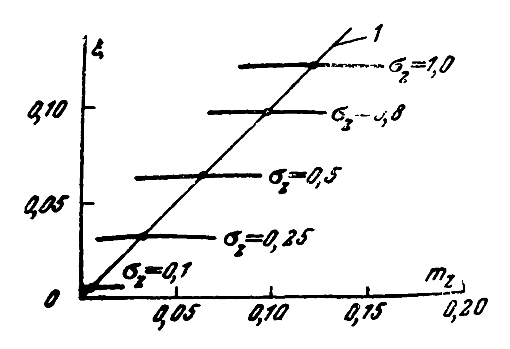
В записанных выражениях коэффициенты K_0 и K_1 являются функциями математического ожидания m_z и дисперсии σ_z^2 величины z, и для релейной характеристики они выражаются формулами (21-172) и (21-173).

Согласно изложенной методике запишем систему уравнений (21-177):

$$\left.\begin{aligned} &\xi = m_z;\\ &\xi = \frac{v_0}{KK_0(m_z,\ \sigma_z)}.\end{aligned}\right\} \qquad (21\text{-}181)$$

Аналогично рис. 21-110 нанесем на график (рис. 21-113) прямую $\xi=m_z$. Затем, задаваясь значениями $\sigma_z=0,1$; 0,25; 0,5 и т. д., построим для каждого из них кривую зависимости ξ от m_z в соответствии со вторым уравнением (21-181). Для этого нужно предварительно для каждого фиксированного значения σ_z по формуле (21-172) вычислить коэффициент $K_0=\dfrac{2\cdot 1}{m_z}\Phi\left(\dfrac{m_z}{\sigma_z}\right)$, причем независимой переменной здесь будет величина m_z. Функция $\Phi(t)$, $t=m_z/\sigma_z$ находится, как это указывалось на стр. 138, по графику рис. 21-109.

По точкам пересечения кривых, соответствующих различным значениям σ_z, с прямой $\xi=m_z$ (рис. 21-109, *б*) строим кривую *3* в координатах (σ_z, m_z) (рис. 21-113).



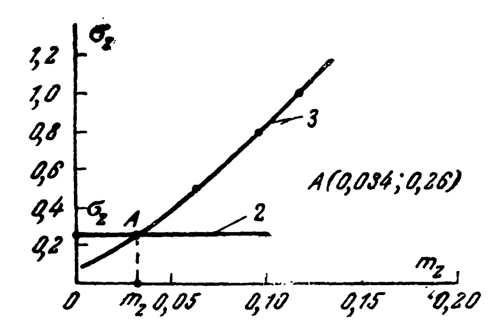


Рис. 21-113. Графики к расчетному примеру для иллюстрации метода статистической линеаризации.

Далее по значениям σ_z и m_z, соответствующим различным точкам этой кривой, определяем коэффициент K_1 [формула (21-173)]. Для каждого значения K_1 (и соответствующего ему значения m_z) по формулам (21-180) находим величины σ_z^2 и σ_z и строим кривую 2. Точка A пересечения кривых соответствует значениям $\sigma_z=0{,}26$ *ед* и $m_z=0{,}034$ *ед*. Подставляя эти величины в формулы (21-172) и (21-173), определяем окончательно коэффициенты

$$K_0=\frac{2}{0{,}034}\cdot\Phi\left[\frac{0{,}034}{0{,}26}\right]=\frac{2}{0{,}034}\cdot 0{,}0517=$$

$$=3{,}14 \text{ и } K_1=\frac{1}{0{,}26}\left[1-4\Phi^2\left(\frac{0{,}034}{0{,}26}\right)\right]^{1/2}=$$

$$=3{,}85.$$

Теперь переходим к определению математического ожидания и дисперсии выходного сигнала по исходной структурной схеме (рис. 21-111, *а*), в которой $F(z)$ заменяется величиной K_0 при определении математического ожидания и K_1 при вычислении дисперсии.

а) Для математического ожидания $m_{\text{вых}}$. В установившемся режиме система с астатизмом первого порядка для линейно изменяющегося сигнала имеет постоянную ошибку (см. стр. 54)

$$\Theta_{\text{уст}}=\frac{v_0}{KK_0}=\frac{0{,}5}{5\cdot 3{,}04}=0{,}033.$$

Поэтому среднее значение выходного сигнала

$$m_{\text{вых}}=x_0+v_0t-\Theta_{\text{уст}}=$$
$$=x_0+0{,}5\ t-0{,}33.$$

б) Для дисперсии выходного сигнала

$$\sigma^2_{\text{вых}}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_x(\omega)\,|\,\Phi(j\omega)|^2\,d\omega.$$

Здесь

$$\Phi(j\omega)=\frac{KK_1}{j\omega(Tj\omega)+1+KK_1}.$$

Вычислив этот интеграл или воспользовавшись табл. 21-7, получим:

$$\sigma^2_{\text{вых}}=\sigma_x^2KK_1\frac{1+\alpha T}{\alpha+KK_1+\alpha^2T}=$$

$$=0{,}25\cdot 5\cdot 3{,}85\cdot\frac{1+10\cdot 0{,}1}{10+5\cdot 3{,}85+100\cdot 0{,}1}=$$

$$=0{,}246\ \text{ед}^2 \text{ или } \sigma_{\text{вых}}=0{,}49\ \text{ед}.$$

Найденные величины $m_{\text{вых}}$ и $\sigma_{\text{вых}}$ являются окончательным решением задачи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Красовский А. А., Поспелов Г. С., Основы автоматики и технической кибернетики, Госэнергоиздат, 1962.
2. Пугачев В. С., Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления, изд. 3-е, Физматгиз, 1962.
3. Солодовников В. В., Статистическая динамика линейных систем автоматического управления, Физматгиз, 1960.
4. Основы автоматического управления под ред. В. С. Пугачева, «Наука», 1968.
5. Тихонов В. И., Статистическая радиотехника, изд-во «Советское радио», 1966.
6. Ньютон Д. К., Гулд Л. А., Кайзер Д. Ф., Теория линейных следящих систем, Физматгиз, 1961.
7. Бессекерский В. А., Попов Е. П., Теория систем автоматического регулирования, изд-во «Наука», 1966.
8. Литвинов А. П., Моржаков С. П., Фабрикант Е. А., Основы автоматики, изд-во «Машиностроение», 1967.
9. Красовский А. А., Динамика непрерывных самонастраивающихся систем, Физматгиз, 1963.
10. Фельдбаум А. А., Основы теории оптимальных автоматических систем, изд-во «Наука», 1966.
11. Пупков К. А. Статистический расчет нелинейных систем автоматического управления, изд-во «Машиностроение», 1965.
12. Казаков И. Е., Доступов Б. Г., Статистическая динамика нелинейных автоматических систем, Физматгиз, 1962.

13. Питерсон И. Л., Статистический анализ и оптимизация систем автоматического управления, изд-во «Советское радио», 1964.

14. Цыпкин Я. З., Теория импульсных систем, Физматгиз, 1958.

15. Федоров С. М., Литвинов А. П., Автоматические системы с цифровыми управляющими машинами, изд-во «Энергия», 1965.

16. Ту Юлиус Т., Цифровые импульсные системы автоматического управления, изд-во «Машиностроение», 1964.

17. Воронов А. А., Основы теории автоматического управления, ч. 1, 2, изд-во «Энергия», 1966.

18. Скляревич А. Н., Операторные методы в статистической динамике автоматических систем, изд-во «Наука», 1965.

19. Перов В. П., Статистический синтез импульсных систем, изд-во «Советское радио», 1959.

20. Егоров К. В., Основы теории автоматического регулирования, изд-во «Энергия», 1967.

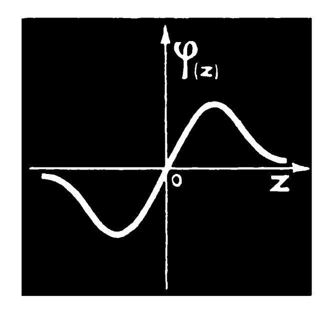
21. Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э., Теория колебаний, Физматгиз, 1959.

22. Гельфанд А. О., Исчисления конечных разностей, изд. 3-е, изд-во «Наука, 1957.

23. Гитис Э. И., Автоматика радиоустройств, изд-во «Энергия», 1964.

24. Метод Гольдфарба в теории регулирования, изд-во «Энергия», 1962.

25. Большаков И. А., Гуткин Л. С., Левин Б. Р., Стратонович Р. Л., Математические основы современной радиоэлектроники, изд-во «Советское радио», 1968.



РАЗДЕЛ 22

АВТОМАТИКА РАДИОУСТРОЙСТВ

СОДЕРЖАНИЕ

22-1. ОСОБЕННОСТИ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ

Среди разнообразных систем автоматического регулирования, применяемых в радиоэлектронных устройствах, можно выделить класс систем, действие которых связано с использованием радиосигналов, — системы радиоавтоматики. К ним относятся:

системы автоматического слежения за частотой и фазой синусоидальных колебаний, в частности системы автоподстройки частоты:

системы автоматического определения направления на источник радиоизлучения или отражающий объект (автоматические радиопеленгаторы);

системы автоматического слежения за временным положением импульсных сигналов или автоматического слежения по дальности.

С помощью таких систем решаются разнообразные технические задачи, в частности определяются координаты целей, скорости движения объектов, осуществляется определение высоты полета самолетов, измерение магнитного поля Земли, создание эталонов частоты и времени и т. д.

В этом разделе рассматриваются принципы построения и динамические особенности перечисленных выше следящих систем.

Общим для всех этих систем является использование радиосигналов, которые обычно предварительно усиливаются в радиоприемном устройстве, всегда имеющем систему автоматической регулировки усиления. К системе автоматической регулировки усиления приемника, являющегося элементом следящей системы радиоавтоматики, предъявляются специфические требования в отношении динамических характеристик. Это приводит к необходимости уделить внимание вопросам динамики систем регулирования усиления.

В общем виде функциональную схему радиотехнической следящей системы можно представить в виде замкнутой петли (рис. 22-1). В ее состав входят: измерительное или дискриминационное устройство (ИУ), промежуточные усилительные и преобразовательные элементы — промежуточные устройства (ПУ) и объект регулирования (ОР).

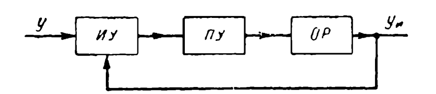


Рис. 22-1. Общая функциональная схема системы радиоавтоматики.

Входным элементом системы радиоавтоматики является радиоприемник или усилитель радиочастоты, куда поступают радиосигналы, принятые антенной системой.

Слежение обычно должно осуществляться за каким-либо параметром высокочастотного колебания, который является управляющим воздействием $y(t)$ системы автоматического управления.

Так, например, при слежении за частотой колебания на вход радиоприемника (или смесителя) поступает высокочастотный сигнал $u_{вх}=U_{m\,вх}\sin(\omega_c t+\varphi)$, где частота ω_c является параметром, а сам сигнал — нелинейной функцией частоты. Аналогично при сопровождении цели по направлению управляющее воздействие — угловое смещение целей $y(t)$ — является параметром высокочастотных колебаний, принятых антенной системой. Таким образом, управляющее воздействие и радиосигнал, поступающий на систему, имеют различную физическую природу. Вследствие этого радиотехнические следящие системы имеют важные особенности.

Преобразование входного радиосигнала в сигнал, пропорциональный разности между управляющим воздействием $y(t)$ и его измеренным значением $y_и(t)$, осуществляется в измерительном устройстве. Следовательно в отличие от обычной следящей системы в ИУ радиотехнической системы осуществляется не простое сравнение двух величин y и $y_и$, а происходят достаточно сложные преобразования входного высокочастотного радиосигнала и сигнала обратной связи $y_и(t)$ в выходное напряжение ИУ $u_д$, зависящее от рассогласования $z(t)=y(t)-y_и(t)$, причем для малых рассогласований $u_д$ пропорционально z.

В отношении отработки рассогласования радиотехническая следящая система функционирует как любая следящая система (см. разд. 21). Напряжение $u_д$ после усиления и преобразования в ПУ воздействует на объект регулирования так, что выходная (регулируемая) величина $y_и$ (или измеренное значение управляющего воздействия), поступающая по цепи обратной связи в измерительное устройство для нормально функционирующей системы, мало отличается от $y(t)$.

Таким образом, наиболее существенные специфические особенности радиотехнических следящих систем связаны с работой измерительного устройства.

Выходное напряжение ИУ является нелинейной функцией рассогласования z, которая зависит также и от интенсивности высокочастотных входных колебаний $U_{m\,вх}$:

$$u_{и.у}=\varphi(z,\ U_{m\,вх}),$$

причем при $z=0$ $\varphi(0,\ U_{m\,вх})=0$.

Эта зависимость называется **дискриминационной характеристикой** и имеет вид кривой, приведенной на рис. 22-2. При малых рассогласованиях z в системе эта зависимость близка к линейной, так что

$$u_д=K_д(U_{m\,вх})z,$$

где величина $K_д=\left(\frac{du_{и.у}}{dz}\right)_{z=0}$ — крутизна дискриминационной характеристики — называется **коэффициентом передачи измерительного устройства**.

В общем случае этот важный параметр зависит от амплитуды сигнала на входе радиоприемного устройства. Амплитуда, в свою очередь, зависит от многих факторов: мощности излучения, дальности до точки

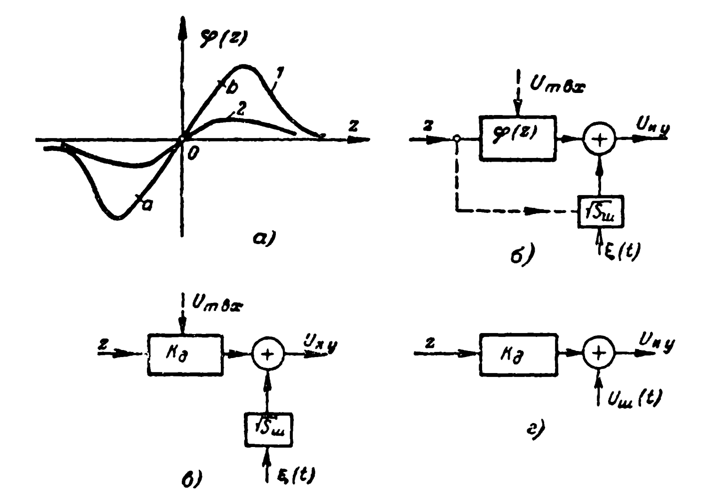


Рис. 22-2. Дискриминационные характеристики и эквивалентные схемы измерительных устройств систем радиоавтоматики.

а — характеристики для разного уровня шума на входе (для кривой *1* уровень шума ниже, чем для кривой *2*); *б* — нелинейный элемент ИУ общего типа; *в* — линейный параметрический эквивалент; *г* — упрощенный линейный эквивалент.

приема случайных перемещений источников радиоволн, радиопомех и т. п. В общем случае $K_д$ является величиной случайной и поэтому неконтролируемой.

Поскольку коэффициент $K_д$ входит как сомножитель в общий коэффициент передачи системы, необходимо исключить или сильно ослабить зависимость $K_д$ от $U_{m вх}$, что достигается использованием системы автоматической регулировки усиления или (там, где это допустимо) ограничителей. Вопросы стабилизации величины $K_д$ рассматриваются при изучении ИУ различных систем радиоавтоматики.

На радиотехническую следящую систему воздействуют внешние возмущения. Некоторые из них обусловлены изменением внешних условий, в которых работает система. Помимо того, на вход радиоприемного устройства системы вместе с радиосигналом поступают радиопомехи, так что сигнал на входе приемника является аддитивной смесью высокочастотного колебания, содержащего управляющее воздействие и помехи.

В результате преобразования в ИУ выходное напряжение будет зависеть не только от рассогласования z, но и от входного шумового напряжения $u_{ш.вх}$. При рассмотрении ИУ как элемента следящей системы возникает вопрос о его представлении с учетом действия шума, т. е. об эквиваленте ИУ, наиболее полно учитывающем преобразовательные свойства этого устройства. В общем случае оно описывается нелинейной функцией рассогласования z, напряжения на входе $U_{m вх}$ и входных шумов $u_{ш.вх}$:

$$u_{и.у} = \psi(z,\ U_{m\ вх},\ u_{ш.вх}).$$

В этом случае дискриминационной характеристикой называют среднее по ансамблю реализаций значение суммарного входного сигнала ψ, рассматриваемое как функция фиксированного рассогласования z:

$$u_д = \langle u_{и.у} \rangle = \langle \psi(z) \rangle = \varphi(z).$$

Косые скобки означают усреднение по ансамблю. При $u_ш = 0$ это определение дискриминационной характеристики совпадает с данным выше для случая отсутствия шумов на входе.

Уточним понятие коэффициента передачи для случая действия шума на входе и рассмотрим вопрос об эквиваленте измерительного устройства. Выходное напряжение ИУ можно записать в виде

$$u_{и.у} = u_д + u_ш,$$

где $u_ш$ — шумовая (флуктуационная) составляющая с нулевым средним значением.

В окрестности точки $z=0$ дискриминационная характеристика при наличии шума обладает центральной симметрией. Для малых рассогласований z среднее значение выходного напряжения ИУ пропорционально z:

$$u_д = K_д z,$$

где

$$K_д = \left[\frac{\partial \langle u_{и.у} \rangle}{\partial z}\right]_{z=0} = \left[\frac{\partial u_д}{\partial z}\right]_{z=0} = \left[\frac{\partial \varphi_д}{\partial z}\right]_{z=0}$$

— величина, называемая коэффициентом передачи ИУ или крутизной дискриминационной характеристики.

Величина $K_д$, характеризующая преобразовательные свойства ИУ при действии шума, зависит не только от интенсивности входного сигнала, но и от уровня входного шума. С ростом шума $u_{ш.вх}$ $K_д$ уменьшается, стремясь к нулю. Одновременно убывает величина экстремумов характеристики (см. рис. 22-2, кривая 2).

Флуктуационная составляющая в системах радиоавтоматики, как правило, является широкополосной (по сравнению с полосой последующих элементов системы) и приближенно может быть представлена δ-коррелированным (белым) шумом со спектральной плотностью $S_ш$.

Следовательно, приближенно выходной сигнал можно записать как

$$u_{и.у} = \varphi(z) + \sqrt{S_ш}\,\xi(t),$$

где $\xi(t)$ — белый шум с единичной спектральной плотностью.

Преобразование, описываемое этой формулой, можно отобразить эквивалентной схемой на рис. 22-2, *б*, которая представляет собой эквивалент ИУ системы радиоавтоматики. [Зависимость φ (или $K_д$) от $U_{m вх}$ показана пунктирной стрелкой.] Величина $S_ш$ зависит не только от интенсивности помехи $u_{ш.вх}$, но и от величины рассогласования z (является четной функцией z). Чем выше уровень помех, тем, как это следует из детального анализа процессов в различных ИУ, эта зависимость выражена менее ярко.

При небольших рассогласованиях z и малом уровне шума на входе эквивалент ИУ можно упростить, полагая, что $\varphi(z)$ является линейной функцией z, т. е. считать, что

$$u_{и.у} = K_д z + \sqrt{S_ш}\,\xi(t),$$

причем для каждого данного уровня входного сигнала $K_д$ является величиной, не зависящей от z. Ясно, что это справедливо только для малых рассогласований z. Действие входного шума сводится к добавлению на выход пропорционального звена шума со спектральной плотностью $S_ш$ (рис. 22-2, *в*), причем эту величину можно принять постоянной, не зависящей от ω, т. е. полагать $S_ш(\omega) = S_ш(0)$. Последнее равенство основано на том, что процессы в ИУ протекают намного быстрее, чем процесс регулирования в замкнутой системе. Такой эквивалент с учетом изменения величины $K_д$ при изменении уровня шумов можно на-

звать линейным параметрическим. Он иногда используется в практике.

При решении некоторых задач наиболее существенное значение имеет нелинейный характер зависимости $\varphi(z)$. Если шум невелик, то используют в этом случае упрощенный нелинейный эквивалент, где в отличие от общего случая влияние шума на $K_д$ не учитывается и дискриминационная характеристика вычисляется как если бы входной шум отсутствовал, т. е. $\varphi(z)$ определяется при $u_{ш.вх}=0$. Соответственно $K_д$ здесь является величиной постоянной (при $U_{m вх}=\text{const}$). Действие шума учитывается введением напряжения $u_ш$ с постоянной спектральной плотностью.

Учет нелинейных свойств ИУ в более полном объеме проводится обычно методом моделирования процессов на цифровых и аналоговых машинах (см. разд. 24). Иногда в процессе моделирования некоторые преобразования сигнала не моделируют, а сохраняют такими, как в реальных устройствах, т. е. прибегают к так называемому смешанному моделированию, при котором наряду с математическими машинами используются реальные устройства обработки сигналов.

В большинстве практических случаев ограничиваются еще более простым линейным эквивалентом ИУ, в котором принимается, что процессы в ИУ можно описать с помощью пропорционального звена с постоянным коэффициентом передачи $K_д$ (вычисленном при $u_{ш.вх}=0$), а действие входного шума учесть добавлением шума $u_ш$ (рис. 22-2, *г*). Именно такой эквивалент ИУ используется в дальнейшем.

Во многих случаях в радиотехнических следящих системах объект регулирования является почти безынерционным, в результате чего можно достаточно просто и в широких пределах варьировать параметры системы, выбирая их так, чтобы условия воспроизведения управляющего воздействия были наилучшими.

Своеобразие радиотехнических следящих систем состоит также в том, что измерительное устройство (а иногда и некоторые другие элементы) имеют ограниченную апертуру (область действия), что иллюстрирует дискриминационная кривая (рис. 22-2, *а*). Поэтому предварительно система должна быть введена в режим слежения, т. е. должен быть произведен захват так, что рассогласование предварительно сводится к достаточно малому значению, при котором начинается нормальный режим слежения. Введение в режим слежения производится автоматически или вручную. При действии помех большого уровня, в случае резких и значительных по величине изменений входных управляющих воздействий, а также в некоторых других случаях рассогласование z может стать весьма большим, выходящим за пределы дискриминационной характеристики. Выходное напряжение ИУ в этом случае становится равным нулю и цепь регулирования размыкается. Происходит срыв слежения. Захват и срыв — явления, весьма характерные для радиотехнических следящих систем.

22-2. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ КОЛЕБАНИЙ

Принцип действия, функциональные схемы

Системы автоматического слежения за частотой колебаний (АСЧ) нашли весьма широкое применение в радиоаппаратуре различного назначения. Они используются как системы автоподстройки частоты гетеродинов радиоприемников (АПЧ) импульсных и непрерывных сигналов, автоматической стабилизации частоты автогенераторов по частоте колебаний образцового генератора (АСЧ), в качестве следящих фильтров доплеровских систем, в эталонах частоты и времени, как демодуляторы частотно-модулированных колебаний и т. д.

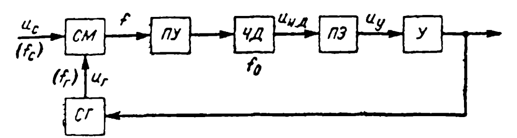


Рис. 22-3. Функциональная схема частотной системы автоматического слежения за частотой.

Измерительными элементами систем слежения за частотой являются частотные и фазовые различители (детекторы, дискриминаторы).

В соответствии с типом используемого измерительного элемента все системы АСЧ делятся на частотные и фазовые. В частотных системах АСЧ измерительным устройством является частотный дискриминатор, в фазовых системах АСЧ — фазовый детектор.

Иногда используются комбинированные системы АСЧ, где несколько систем АСЧ объединены в единую систему.

В *частотной* системе АСЧ колебания частоты f_c, за которой должно осуществляться слежение, поступают на вход смесителя *СМ* (рис. 22-3), куда также подаются колебания следящего генератора *СГ*. Полученные в результате этого колебания суммарной или разностной частоты f выделяются полосовым усилителем *ПУ* и далее проходят на частотный детектор *ЧД*, где происходит преобразование частоты колебаний в напряжение $u_{чд}$, зависящее от отклонения частоты f от некоторого значения f_0 в соответствии с дискриминационной характеристикой детектора. Напряжение $u_{ч.д}$ через промежуточные элементы *ПЭ* поступает на управляющее устройство *У* (управитель частоты), с помощью которого осуществляется изменение частоты колебаний $f_г$ следящего генератора. Промежуточные элементы представляют собой усилители и корректи-

рующие цепи, необходимые для придания системе нужных динамических качеств. В результате действия системы частота колебаний генератора $f_г$ следит за частотой колебаний поступающего сигнала $f_с$, так что разность $f_г—f_с$, $(f_с—f_г)$ или сумма $f_с+f_г$ остается близкой к частоте f_0.

Эта общая функциональная схема совпадает со схемой автоподстройки частоты колебаний (АПЧ) гетеродина радиоприемника, а также с системой частотной автоматической стабилизации частоты $f_г$ колебаний

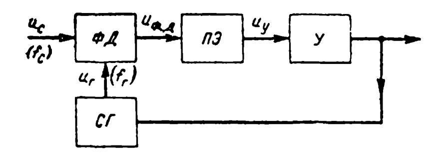


Рис. 22-4. Функциональная схема фазовой системы автоматического слежения за частотой.

генератора *СГ*. В первом случае назначение системы состоит в том, чтобы удержать промежуточную частоту $f_{пр}=f$ вблизи частоты f_0 при изменении частоты сигнала $f_с$ или уходе частоты гетеродина $f_г$. Во втором случае назначение системы сводится к удержанию частоты колебаний генератора $f_г$ вблизи некоторого значения, определяемого частотой колебаний $f_с$ образцового генератора.

В *фазовых* системах АСЧ (рис. 22-4) входные колебания $f_с$ и колебания следящего генератора подаются на фазовый детектор *ФД*, выходное напряжение которого ($u_{ф.д}$) является функцией разности фаз φ или интеграла разности частот Δf колебаний генераторов (D — символ дифференцирования):

$$\varphi=2\pi\int_0^t [f_с-f_г]\,dt=\frac{2\pi}{D}\Delta f, \quad (22\text{-}1)$$

здесь $\Delta f=f_с—f_г$ — расстройка, $1/D$ — символ интегрирования.

Остальные элементы (промежуточные элементы *ПЭ* и управитель частоты *У*) — функционально те же, что и в системе АСЧ.

Систему, построенную по функциональной схеме рис. 22-4, называют также системой фазовой автоподстройки частоты (ФАП) следящего генератора СГ по частоте колебаний $f_с$ образцового генератора.

Для фазовой системы АСЧ характерны две особенности, обусловленные типом используемого различителя. Первая состоит в том, что зависимость $u_{ф.д}$ (φ) является периодической функцией. Вследствие этого система имеет бесчисленное число состояний равновесия, отличающихся по фазе на угол $\pm 2\pi k$ (k — натуральное число). Вторая состоит в том, что выходное напряжение различителя пропорционально интегралу разности частот, а не самой разности частот [см. формулу (22-1)]. Это означает, что при постоянной частоте входных колебаний $f_с$ состояние равновесия возможно лишь в случае равенства частот $f_с=f_г$, что характерно для астатических систем регулирования.

Комбинированная система слежения за частотой состоит из двух или нескольких систем, объединенных в общую (единую) следящую систему. Объединить можно частотные системы с различными характеристиками частотных различителей или частотные и фазовые системы. В качестве примера на рис. 22-5 приведена функциональная схема комбинированной системы из двух систем АСЧ: частотной (смеситель *СМ*, промежуточные элементы *ПЭЧ*, частотный детектор *ЧД*) и фазовой (фазовый детектор *ФД*, промежуточные элементы *ПЭФ*). Управитель частоты *У* является общим для обеих систем.

На управитель поступает сумма напряжений (блок суммирования *С*) с выхода фазового *ФД* и частотного *ЧД* детекторов. В системе имеется устройство сдвига частоты следящего генератора *УСЧ*, необходимое для того, чтобы осуществить сдвиг ча-

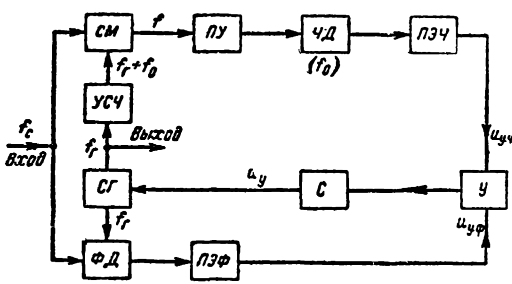


Рис. 22-5. Функциональная схема комбинированной (частотно-фазовой) системы автоматического слежения за частотой (пример).

стоты следящего генератора на некоторую постоянную величину, равную переходной частоте дискриминатора f_0. Это может быть достигнуто, например, установкой дополнительного высокостабильного генератора частоты f_0 и смесителя (на рис. 22-5 не показаны). Использование комбинированной системы позволяет иногда получить результаты, недостижимые при использовании только фазовой или только частотной системы АСЧ.

Элементы систем АСЧ

Основными элементами систем АСЧ являются фазовые и частотные различители (дискриминаторы, детекторы) и управители частоты колебаний. Аналогичные элементы используются и в других радиотехнических устройствах. Здесь рассматриваются некоторые особенности этих элементов примени-

тельно к их работе в системах АСЧ, а также такие типовые элементы, которые нашли применение в основном в автоматических системах радиотехнических устройств.

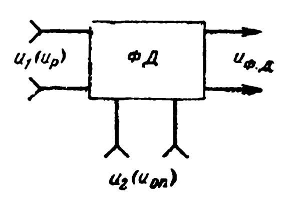
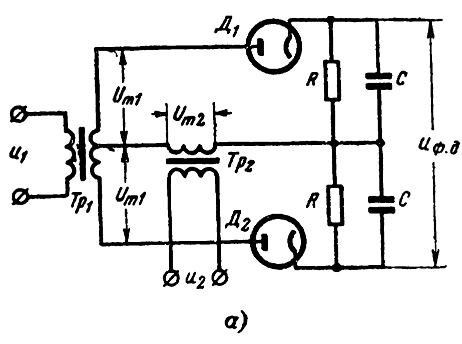


Рис. 22-6. Фазовый детектор как шестиполюсник.

Фазовые детекторы. Фазовым детектором называют шестиполюсник (рис. 22-6), выходное напряжение которого $u_{ф.д}$ зависит от разности фаз φ входных сигналов u_1 и u_2:

$$u_{ф.д} = \psi(\varphi). \qquad (22\text{-}2)$$

Один из входных сигналов, например u_2, называют опорным ($u_2 = u_{оп}$), другой — сигналом рассогласования ($u_1 = u_р$). Зависимость (22-2) является периодической функцией разности фаз φ. Часто эту функцию можно аппроксимировать косинусоидой $u_{ф.д} = K\cos\varphi$. Коэффициент K в общем случае зависит от параметров схемы и амплитуд колебаний u_1 и u_2.



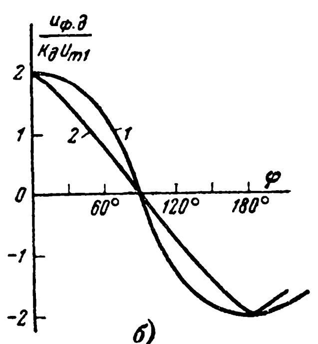


Рис. 22-7. Балансный фазовый детектор.

а — схема; *б* — графики зависимости относительного выходного напряжения от разности фаз φ (*1* — при $U_{m1} \ll U_{m2}$; *2* — при $U_{m1} = U_{m2} = U_m$).

Фазовые детекторы делятся на **векторомерные и коммутаторные**. Действие векторомерных ФД основано на сравнении амплитуд векторных сумм и разностей входных напряжений ФД. В составе векторомерных ФД имеются устройства суммирования и вычитания напряжений u_1 и u_2 и амплитудные детекторы. Действие коммутаторных ФД основано на коммутации в такт с опорным сигналом параметров цепи (обычно проводимостей определенных участков цепи). Коммутаторные ФД относятся к классу параметрических элементов.

Векторомерные ФД. Наибольшее распространение получили балансный и кольцевой фазовые детекторы.

В **балансном** ФД (рис. 22-7) на выходе каждого из детекторов (диоды $Д_1$ и $Д_2$ и нагрузочные цепи RC) выделяются сигналы, пропорциональные амплитудам суммарного и разностного напряжений, а выходное напряжение является разностью напряжений на нагрузках RC этих детекторов. Образование сумм $(u_1 + u_2)$ и разностей $(u_1 - u_2)$ мгновенных значений напряжений достигается с помощью трансформаторов Tp_1 и Tp_2. Ясно, что если ω — частота входных колебаний, то должно выполняться условие $RC \gg 2\pi/\omega$, достаточно, чтобы

$$RC = \frac{(5 \div 10)\,2\pi}{\omega}.$$

В случае синусоидальных входных сигналов $u_1 = U_{m1}\cos(\omega t + \varphi)$ и $u_2 = U_{m2}\cos\omega t$ амплитуда суммы $u_1 + u_2$

$$U_{\rm I} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2}\cos\varphi}$$

и амплитуда разности $u_1 - u_2$

$$U_{\rm II} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 - 2U_{m1}U_{m2}\cos\varphi}.$$

Если сигналы достаточно велики, т. е. детектирование будет линейным, то выходное напряжение ФД

$$u_{ф.д} = K_д(U_{\rm I} - U_{\rm II}),$$

где $K_д$ — коэффициент передачи амплитудного детектора:

$$K_д = \cos\left[\frac{3\pi R_{вн}}{R}\right]^{1/3} \approx 0{,}8 \div 0{,}9,$$

$R_{вн}$ — сумма внутреннего сопротивления источников сигнала (пересчитанная ко вторичным обмоткам трансформаторов) и прямого сопротивления диода (диоды могут быть и полупроводниковыми).

Если амплитуда одного из напряжений значительно больше амплитуды другого, например $U_{m1} \ll U_{m2}$, то

$$U_{\rm I} = U_{m2}\sqrt{1 + \left(\frac{U_{m1}}{U_{m2}}\right)^2 + 2\frac{U_{m1}}{U_{m2}}\cos\varphi} \approx$$

$$\approx U_{m2}\left(1 + \frac{U_{m1}}{U_{m2}}\cos\varphi\right);$$

$$U_{11} \approx U_{m2}\left(1-\frac{U_{m1}}{U_{m2}}\cos\varphi\right).$$

Таким образом,

$$u_{ф.д} \approx 2\ K_д U_{m1}\cos\varphi = K_{ф.д} U_{m1}\cos\varphi.$$

Величина

$$K_{ф.д}=\left(\frac{du_{ф.д}}{dU_{m1}}\right)_{\varphi=0}$$

называется коэффициентом передачи ФД.

Наибольшего и наименьшего значения ($\pm 2K_д U_{m1}$) выходное напряжение достигает при $\varphi=0\pm 2k\pi$ и $\varphi=\pi\pm 2k\pi$ (k — натуральное число).

При

$$U_{m2} \ll U_{m1}$$

$$u_{ф.д} = 2\ K_д U_{m2}\cos\varphi.$$

Если амплитуда колебаний одинакова, т. е. $U_{m1}=U_{m2}=U_m$, то для разности фаз $\varphi = 0 \div \pi$ (рис. 22-7, *б*).

$$u_{ф.д} = 2\sqrt{2}K_д U_m \cos\left(\frac{\pi}{4}+\varphi\right).$$

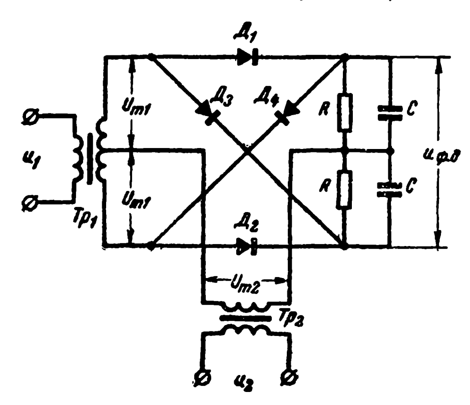


Рис. 22-8. Кольцевой фазовый детектор.

В случае малых сигналов, когда детектирование квадратичное,

$$u_{ф.д} = \left[\overline{(u_1+u_2)^2} - \overline{(u_1-u_2)^2}\right] K'_д,$$

где $K'_д$ — коэффициент детектирования (черта сверху означает усреднение по времени).

Отсюда получаем:

$$u_{ф.д} = 2K'_д\overline{u_1 u_2}.$$

Для синусоидальных входных сигналов, сдвинутых по фазе на угол φ,

$$u_{ф.д} = K'_д U_{m1} U_{m2}\cos\varphi.$$

Кольцевой ФД (рис. 22-8) отличается от балансного ФД наличием диагональных диодов $Д_3$ и $Д_4$. Он используется в том случае, когда требуется более точно выполнить операцию умножения и усреднения, так как благодаря диагональным диодам осуществляется компенсация нечетных гармоник входных сигналов. Коэффициент передачи кольцевого ФД при прочих равных условиях приблизительно в 2 раза ниже, чем балансного.

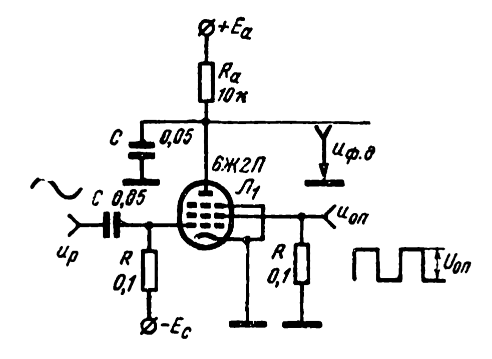


Рис. 22-9. Несимметричный (одноламповый) коммутаторный фазовый детектор.

Коммутаторные ФД обычно используются на сравнительно низких частотах (до нескольких сот килогерц), поскольку в случае колебаний очень высоких частот возникают трудности получения коммутирующего опорного сигнала достаточной амплитуды.

В несимметричном ФД (рис. 22-9) опорный сигнал поступает на экранирующую (или третью) сетку пентода. Амплитуда напряжения опорного сигнала $U_{оп}$ должна быть такой, чтобы осуществлялась коммутация анодного тока лампы. В отсутствие сигнала рассогласования $u_р$, подаваемого на управляющую сетку, анодный ток i имеет прямоугольную симметричную форму (рис. 22-10, *а*, диаграмма *1*). При подаче сигнала рассогласования $u_р$ анодный ток лампы $i_а = i_{а1}$ будет повторять по форме этот сигнал, причем приращение постоянной составляющей Δi зависит от разности фаз φ между сигналом рассогласования и первой гармоникой опорного напряжения.

Приращение среднего значения выходного напряжения выражается соотношением

$$u_{ф.д} \approx \frac{1}{\pi} SR_а U_{mр}\cos\varphi,$$

где S — крутизна характеристики пентода;
$R_а$ — сопротивление нагрузки;
$U_{mр}$ — амплитуда сигнала рассогласования.

Сглаживание (усреднение) осуществляется фильтром $R_аC$

$$\left(R_а C = T \gg \frac{2\pi}{\omega}\right).$$

Общее напряжение на аноде лампы

$$u_а = E_а - (0{,}5\ I_0 R_а + \Delta i_а R_а),$$

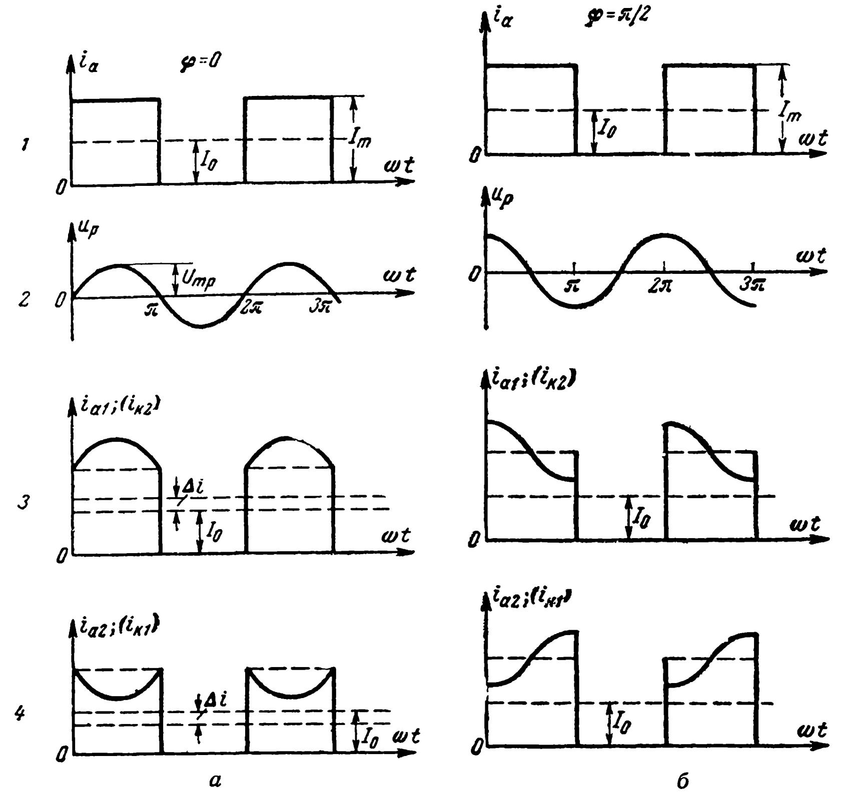


Рис. 22-10. Временные диаграммы, характеризующие работу коммутаторного фазового детектора.

а — для фазового сдвига $\varphi=0$; *б* — для фазового сдвига $\varphi=\pi/2$; *1* — анодные токи ламп при подаче только опорного сигнала; *2* — сигнал рассогласования; *3*, *4* — анодные токи ламп при подаче сигнала рассогласования, диаграммы i_{a2} относятся к схеме симметричного ФД (рис. 22-11).

где I_0 — постоянная составляющая анодного тока при $U_{mp}=0$.

Во многих случаях наличие постоянной составляющей значительной величины нежелательно. Кроме того, ее величина зависит от параметров лампы и от амплитуды коммутирующего напряжения. Поэтому изменения постоянной составляющей, обусловленные нестабильностью анодного тока и амплитудой коммутирующего напряжения, могут привести к изменению выходного напряжения, сравнимого с изменением напряжения, обусловленного отклонением фазы φ.

В **симметричном ФД*** опорное напряжение подается на аноды ламп (рис. 22-11), так что осуществляется коммутация анодных i_a токов, как это видно на диаграмме рис. 22-10. Постоянная времени выбирается из условия $RC \gg \frac{2\pi}{\omega}$, где ω — круговая частота входных колебаний.

По схеме, аналогичной рис. 22-11, *б*, может быть построена схема ФД на транзисторах (рис. 22-11, *в*).

Если сигнал рассогласования не подан, то в симметричной схеме (однотипные усилительные элементы, одинаковые номиналы элементов R и C), выходное напряжение равно нулю, так как падения напряжения постоянных составляющих на резисторах R одинаковы по величине и противоположны по знаку. При подаче сигнала рассогласования симметрично на управляющие электроды усилительных элементов (сетки ламп или базы транзисторов) токи усилительных элементов повторяют по форме сигнал рассогласования, в результате чего анодные (коллекторные) токи получают приращения Δi противоположных знаков, абсолютные значения которых зависят от сдвига фаз φ. Выходное напряжение лампового ФД с элементами RC в цепи катода (рис. 22-11, *а*) выражается соотношением

$$u_{ф.д} = \frac{2}{\pi} S_д R U_m \cos\varphi = K_{ф.д} U_m \cos\varphi. \qquad (22\text{-}3)$$

Коэффициент передачи ФД:

$$K_{ф.д} = \left[\frac{dU_{ф.д}}{dU_m}\right]_{\varphi=0} = \frac{2}{\pi} S_д R$$

Здесь

$$S_д R = \frac{SR}{1 + 0{,}5SR + 0{,}5R/R_{вн}} = \frac{1}{1/SR + 0{,}5 + 0{,}5/SR_{вн}};$$

$R_{вн}$ S — внутреннее сопротивление и крутизна характеристики ламп.

Приведенная формула справедлива при условии, что во время действия коммутирующего напряжения лампы работают в линейном режиме. При отсутствии сигнала рассогласования и действии опорного напряжения $U_{оп}$ через лампу проходит ток с амплитудой I_m. Последний находится как пересечение нагрузочной прямой, выходящей из точки $U_a = U_{оп}$ под углом $\alpha = \operatorname{arctg} 2/R$, с сеточной характеристикой $U_с = U_{с0}$. Рабочая точка, определяемая пересечением этих линий, должна располагаться в области, наиболее удаленной от нелинейных участков характеристик ламп. Чтобы достичь этого, на сетки ламп подается дополнительное смещение от источника (положительный полюс источника обращен к сеткам)

$$E_{см} = U_{с0} + 0{,}5\ I_m R_к = U_{с0} + I_0 R_к.$$

Здесь $I_0 = 0{,}5\ I_m$ — постоянная составляющая анодного тока одной лампы при отсутствии сигнала рассогласования.

Если нагрузочные элементы RC располагаются в анодных цепях ламп и выходное напряжение снимается с анодов (рис. 22-11, *б*), то коэффициент передачи ФД

$$K_{ф.д} = \frac{2}{\pi} S_д R = \frac{2}{\pi}\ \frac{SR}{1 + R/2R_{вн}}$$

(предполагается, что лампы работают в линейном режиме). Ясно, что коэффициент передачи ФД в этой схеме может быть значительно выше, чем в схеме с элементами RC в катодных цепях ламп.

Основной недостаток описанных схем состоит в наличии дрейфа нуля, обусловленного изменением постоянных составляющих токов усилительных элементов. Поэтому при использовании таких схем требуется начальная балансировка, которая осуществляется переменным резистором $R_б$ сравнительно небольшого сопротивления (порядка 3—5 *ком*).

Фазовые детекторы обладают инерционностью, обусловленной наличием RC-фильтра. Для изменения амплитуды на входе при постоянном значении φ детектор может быть представлен инерционным звеном с передаточной функцией

$$W_{ф.д}(p) = \frac{u_{ф.д}(p)}{U_{m\,р}(p)} = \frac{K_{ф.д}\cos\varphi}{T_{ф.д}p + 1}, \qquad (22\text{-}3^*)$$

где

$$T_{ф.д} = RC.$$

Частотные различители (детекторы, дискриминаторы). Преобразовательные свойства частотного дискриминатора (ЧД), используемые в системах АСЧ, выражаются равенством

$$u_{ч.д} = K_{ч.д}(f - f_0) = K_{ч.д}\Delta f \qquad (22\text{-}4)$$

и представляются структурной схемой на рис. 22-12. Здесь f — частота входных колебаний; $K_{ч.д}$ — коэффициент передачи ЧД, $\Delta f = f - f_0$ — расстройка.

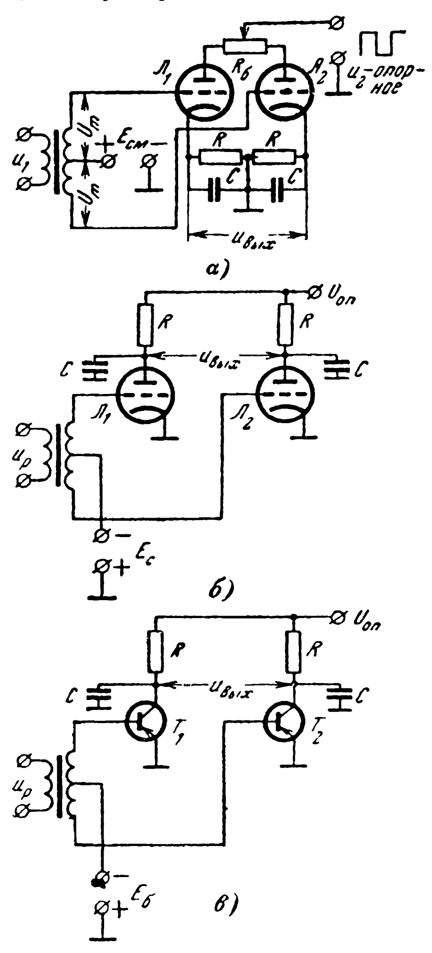


Рис. 22-11. Коммутаторный фазовый детектор с симметричным входом.

Частота f_0, при которой выходное напряжение ЧД равно нулю, называется п е р е х о д н о й ч а с т о т о й (собственно частотой настройки).

В реальных схемах зависимость $u_{ч.д} = \varphi(f)$ [или $u_{ч.д} = \varphi(\Delta f)$] имеет вид дискриминационной кривой (рис. 22-13). Она называется основной х а р а к т е р и с т и к о й ЧД. Соотношение (22-4) выполняется лишь на линейном участке *ab* характеристики вблизи переходной частоты f_0.

Коэффициент передачи ЧД

$$K_{ч.д} = \left(\frac{du_{ч.д}}{df}\right)_{f=f_0} = \left(\frac{du_{ч.д}}{d\Delta f}\right)_{\Delta f=0},$$

как правило, зависит от амплитуды U_m входных сигналов. В большинстве случаев эту зависимость при работе ЧД в следящих системах необходимо исключить. Постоянство коэффициента $K_{ч.д}$ достигается различными способами, например, установкой

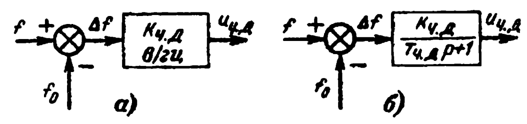


Рис. 22-12. Структурная схема частотных дискриминаторов.

а — без учета инерционности; *б* — с учетом инерционности.

перед ЧД ограничителей амплитуды или использованием систем АРУ. Однако независимо от принятых мер для очень малых сигналов коэффициент $K_{ч.д}$ падает с убыванием величины U_m, стремясь к нулю при $U_m \to 0$.

Очень важное требование к частотным дискриминаторам состоит в обеспечении стабильности переходной частоты.

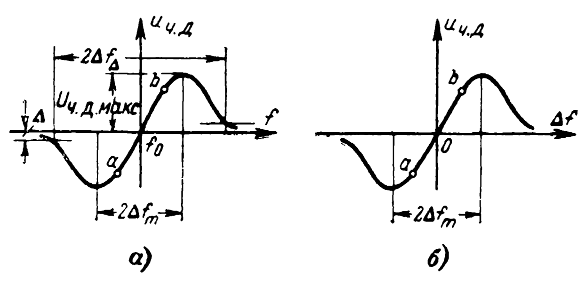


Рис. 22-13. Основная характеристика частотного дискриминатора.

а — относительно входной частоты f; *б* — относительно расстройки $\Delta f = f - f_0$.

Реальные схемы ЧД обладают инерционностью, и в большинстве случаев в динамическом отношении ЧД можно аппроксимировать инерционным звеном с постоянной времени $T_{ч.д}$ (рис. 22-12, *б*).

Помимо параметров $K_{ч.д}$, f_0 и $T_{ч.д}$, которыми характеризуется ЧД при работе в системе АСЧ, может иметь значение также частотный интервал $2\Delta f_m$ между максимумами и апертура $2\Delta f_\Delta$, отсчитанная на некотором условном уровне относительно максимального (например, $\Delta = \pm 0{,}1\ u_{ч.д\ макс}$, рис. 22-13, *а*).

В системах АСЧ могут использоваться те же типы ЧД, что и при демодуляции ЧМ колебаний. Однако к ЧД для АСЧ предъявляются повышенные требования в отношении постоянства коэффициента передачи и особенно стабильности переходной частоты.

В зависимости от способа фиксации переходной частоты применяются частотные дискриминаторы с фиксацией резонансными цепями и фиксацией образцовыми (стабильными) генераторами.

К первой группе ЧД относятся балансные дискриминаторы (или с фазовым детектированием), дискриминаторы с расстроенными контурами и дискриминаторы модуляционного типа. Стабильность переходной частоты этих дискриминаторов определяется фиксирующими свойствами элементов L_0, C_0 резонансных цепей, причем отклонения емкости и индуктивности на величину ΔC и ΔL от номинального значения вследствие каких-либо внешних воздействий изменяют резонансную частоту $f_р$ фиксирующего контура на величину

$$\Delta f_р = -0{,}5 f_р \left[\frac{\Delta L}{L_0} + \frac{\Delta C}{C_0}\right].$$

С помощью этой формулы для каждой конкретной схемы можно подсчитать уход переходной частоты f_0.

Ко второй группе ЧД относится дискриминатор нулевых биений. Стабильность переходной частоты здесь целиком определяется стабильностью используемой частоты образцового генератора.

Частотные дискриминаторы балансного типа (со связанными контурами) и дискриминаторы с расстроенными контурами. Описание принципа действия этих схем — см. т. 2, стр. 137. При расчете чаще всего ставится задача достичь максимальной крутизны характеристики $K_{ч.д}$ при заданной величине частотного интервала между экстремумами. В балансном ЧД это достигается при коэффициенте

$$\beta = kQ = 3 \div 4$$

k — коэффициент связи между контурами;

Q — добротность контуров с учетом шунтирующего действия усилительных элементов:

$$Q = \frac{(3 \div 4)\, f_0}{2\Delta f_m}.$$

Коэффициент передачи при этом

$$K_{ч.д} = U_{mc} S_д K_д \frac{1{,}5 \div 1{,}7}{\pi\,(2\Delta f_m)^2 C_к},$$

где $S_д$ — крутизна динамической характеристики лампы;

U_{mc} — напряжение на сетке усилительной лампы;

$K_д$ — коэффициент передачи амплитудных детекторов, входящих в состав ЧД;

$C_к$ — емкость контуров.

В случае использования в качестве усилительного элемента транзистора вместо величины $S_д U_{mc}$ в формулу необходимо под-

ставить амплитуду U_m напряжения на контуре ЧД. Коэффициент $K_{ч.д}$ растет с увеличением Q; однако скорость этого роста резко замедляется, если Q превосходит указанную выше величину. В динамическом отношении ЧД для линейного участка характеристики эквивалентен инерционному звену с постоянной времени сглаживающих RC-фильтров, входящих в состав амплитудных детекторов.

В ЧД с расстроенными контурами заданной величиной $2\Delta f_m$ определяется разнос между резонансными частотами f_{p1} и f_{p2} контуров: $2\Delta f_m = f_{p1} - f_{p2}$. Коэффициент передачи увеличивается с ростом добротности; однако скорость роста резко замедляется, когда Q превосходит значение

$$Q = \frac{(2 \div 3) f_0}{2\Delta f_m}.$$

Величина $K_{ч.д}$ выражается, как и в предыдущем случае (стр. 152). Сказанное ранее справедливо также для ЧД на транзисторах.

Таким образом, потребная величина добротности при одинаковом коэффициенте передачи у дискриминатора с расстроенными контурами несколько ниже, чем у балансного ЧД. В динамическом отношении ЧД с расстроенными контурами так же, как и балансный ЧД, можно аппроксимировать инерционным звеном.

Частотный дискриминатор модуляционного типа относится к классу экстремальных элементов и используется главным образом в сантиметровом диапазоне волн, где возможна реализация контуров с очень высокой добротностью (объемных резонаторов). С помощью мембраны M (рис. 22-14),

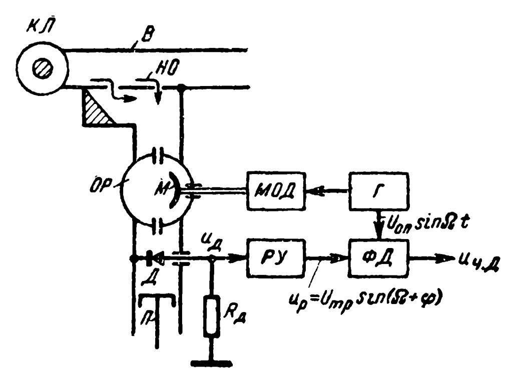


Рис. 22-14. Функциональная схема частотного дискриминатора модуляционного типа. При $f_{кл} > f_0$ $\varphi = 0$, при $f_{кл} < f_0$ $\varphi = \pi$.

приводимой в движение электромеханическим модулятором *МОД*, периодически изменяется объем и, следовательно, частота настройки высокодобротного объемного резонатора *ОР*, связанного с волноводом *В* через направленный ответвитель *НО*.

Модулятор приводится в действие генератором *Г* вспомогательной (модулирующей) частоты Ω, которая выбирается много меньшей переходной частоты $2\pi f_0$ ЧД. Пос-

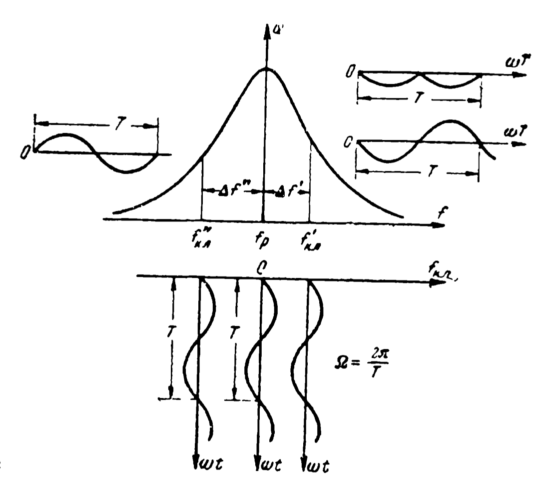


Рис. 22-15. Диаграммы, иллюстрирующие действие частотного дискриминатора модуляционного типа.

ледняя равна собственной частоте f_p объемного резонатора при среднем положении мембраны. Колебания генератора *Г* подаются также на фазовый детектор *ФД* и служат опорным сигналом. Часть энергии объемного резонатора отсасывается в слабо связанную с *ОР* настраиваемую (поршень *П*) детекторную секцию *Д*. Огибающая модулированных по амплитуде колебаний проходит резонансный усилитель *РУ* и подается на *ФД* в виде сигнала рассогласования u_p.

При расстройке частоты клистрона $f_{кл}$ относительно f_0 колебания, поступающие на амплитудный детектор, оказываются модулированными по амплитуде, как это иллюстрируется рис. 22-15, где для простоты объяснения периодические смещения резонансной характеристики резонатора заменены модуляцией частоты клистрона. Для расстройки одного знака (например, при $f'_{кл} > f_0$) разность фаз опорного сигнала и огибающей устанавливается равной нулю и напряжение $u_{ч.д}$ на выходе *ФД* будет положительным

$$u_{ч.д} = u_{ф.д} = K_{ф.д} U_{mp} \cos\varphi = K_{ф.д} U_{mp},$$

где U_{mp} — амплитуда сигнала рассогласования;

$K_{ф.д}$ — коэффициент передачи фазового детектора.

При расстройке другого знака (т. е. когда $f''_{кл} < f_0$) фаза огибающей АМ колебаний изменится на противоположный (т. е. $\varphi = \pi$), что повлечет за собой перемену

знака выходного напряжения ЧД (рис. 22-15). В случае точной настройки ($f_{кл} = f_0$) колебания объемного резонатора модулируются сигналом частоты 2Ω, в результате чего сигнал на входе ФД будет весьма мал; дополнительное подавление осуществлятся в сглаживающем фильтре фазового детектора. Таким образом выходной сигнал оказывается близким к нулю. Ясно, что при малых отклонениях $f_{кл}$ от f_0 амплитуда огибающей, а следовательно, величина $u_{ч.д}$ будут расти по модулю с увеличением расстройки. Для больших отклонений амплитуда первой гармоники сигнала на выходе амплитудного детектора уменьшается, что вызывает падение выходного сигнала. Для линейного участка *ab* характеристики ЧД (см. рис. 22-13, *а*)

$$u_{ч.д} = K_{ч.д}(f_{кл} - f_0),$$

причем коэффициент передачи

$$K_{ч.д} \approx \frac{2QP_{до}}{f_0} K_{ф.д}K_{р.у}K_{д} \frac{2}{3} \alpha_m \times \times \left[\frac{8}{(2+\alpha_m^2)^2} + \frac{1}{(1+\alpha_m^2)^2} \right].$$

Здесь $P_{до}$ — мощность колебаний, поступающих на детектор при точной настройке;

$K_{ф.д}$, $K_{р.у}$, $K_{д}$ — коэффициенты передачи фазового детектора резонансного усилителя и амплитудного детектора (предполагается, что режим детектирования квадратичный);

Q — добротность нагруженного объемного резонатора (~10^4);

$$\alpha_m = \frac{2\Delta f_m}{f_0} Q,$$

$2\Delta f_m$ — размах колебаний собственной частоты объемного резонатора.

Величина $K_{ч.д}$ зависит от величины α_m. Точка максимума отношения $K_{ч.д}/K_0$

$$K_0 = [4/3\ Q/f_р] K_{ф.д}K_{р.у}K_{д}P_{до}$$

соответствует $\alpha_m = 0{,}7$. Поэтому целесообразно размах колебаний частоты *ОР* выбирать из соотношения

$$2\Delta f_m = \frac{0{,}6 - 0{,}8}{f_0} Q.$$

Практически крутизна характеристики ЧД модуляционного типа в сантиметровом диапазоне может достигать десятка вольт на мегагерц.

В динамическом отношении ЧД эквивалентен инерционному звену с постоянной времени, равной постоянной времени сглаживающего фильтра фазового детектора.

Дискриминатор нулевых биений (ДНБ) состоит из двух смесителей $СМ_1$, $СМ_2$ (рис. 22-16), триггерных преобразователей $ТП_1$, $ТП_2$ синусоидальных сигналов в прямоугольные колебания, суммирующих ограничительных цепей (детекторы $Д_1$, $Д_2$) и счетно-усредняющей схемы (*RC*, $Д_3$—$Д_6$). На ДНБ поступают колебания f_0 высокостабильного (образцового) генератора и внешние сигналы $f_с$. В результате смешения колебания разностной частоты $f = f_с - f_0$ или $f = f_0 - f_с$ в точках *1* и *2* отличаются по фа-

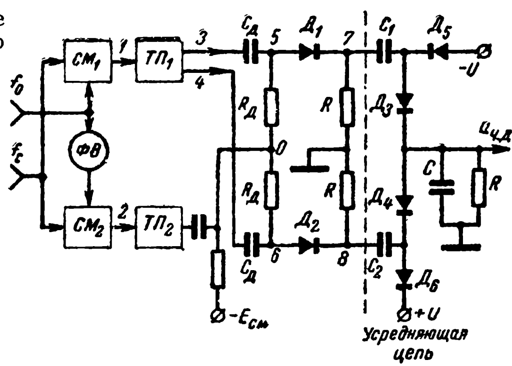


Рис. 22-16. Функциональная схема дискриминатора нулевых биений (ДНБ).

зе на угол π/2, равный фазовому сдвигу π/2 в фазовращателе *ФВ*. При перемене знака разности частот $f_с - f_0$ фазовый сдвиг между колебаниями в этих точках меняется на π от +π/2 до —π/2 (см. рис. 22-17, диаграммы *2*). После ограничения в триггере $ТП_1$ прямоугольные колебания в точках *3* и *4* дифференцируются (цепь $С_д R_д$) и поступают на аноды ограничительных диодов $Д_1$, $Д_2$. Колебания с выхода смесителя $СМ_2$ в точке *2* также ограничиваются триггером $ТП_2$ и после ограничения поступают в общую точку *О*, где суммируются со смещающим напряжением — $E_{см}$. Величина $E_{см}$ выбирается равной амплитуде напряжения триггера $ТП_2$. Как видно из диаграмм *5*, *6* (рис. 22-17), дифференцированные импульсы поступают на счетную цепь либо из точки *7* ($f_с < f_0$), либо из точки *8* ($f_с > f_0$).

Полярность выходного напряжения счетной цепи (а следовательно, и выхода ДНБ) зависит от того, с какой точки поступают импульсы: при $f_с > f_0$ (от точки *8*) $u_{ч.д}$ будет иметь положительный знак, при $f_с < f_0$ (от точки *7*) — отрицательный.

Счетная схема действует следующим образом. Благодаря напряжениям U_0, которые выбираются так, что они по абсолютному значению больше максимального выходного напряжения, диоды $Д_5$ и $Д_6$ заперты и будут отпираться только при поступлении импульсов в точки *7* или *8* соответственно. Параметры счетной цепи выбраны исходя из неравенств $C_1, C_2 \ll C$; $RC \gg \tau$, где $\tau = 1/f$; постоянные времени за-

ряда конденсаторов C_1 и C_2 через диоды $Д_3$ и $Д_4$ меньше длительности импульсов.

При поступлении очередного импульса в точку 7 конденсаторы C_1 и C быстро заряжаются так, что возрастает потенциал верхней обкладки конденсатора C, причем приращение напряжения на конденсаторе C много меньше, чем на C_1. В интервалах между импульсами конденсатор C_1 разряжается через диод $Д_5$, так что к приходу очередного импульса напряжение на нем

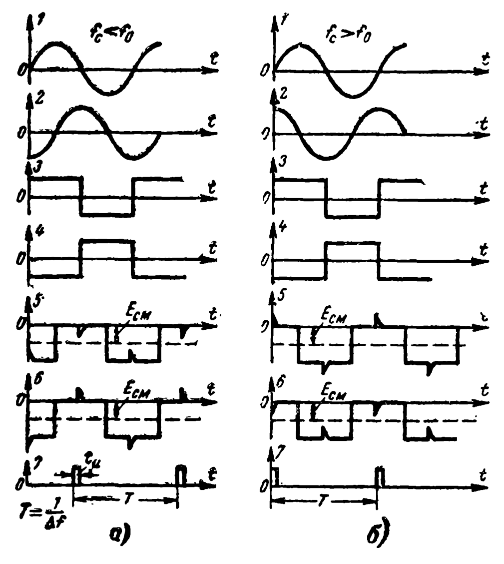


Рис. 22-17. Временные диаграммы, иллюстрирующие действие ДНБ.

а — для $f_c<f_0$; *б* — для $f_c>f_0$.

Порядок величин: $R_д=50$ *ком*; $C_д=50$ *пф*; $R=0{,}5$ *Мом*, $C=1\div2$ *мкф*, $C_1=30\div50$ *пф*.

успевает установиться до исходного значения. Конденсатор C в интервалах между импульсами медленно разряжается на резистор R.

При поступлении импульсов на вход 8 конденсатор C_2 быстро заряжается через диод $Д_6$. После прекращения импульсов происходит разряд конденсатора C_2 через резистор R, конденсатор C и диод $Д_4$. Разряд заканчивается к моменту поступления следующего импульса. При этом конденсатору C отдается избыточный заряд так, что повышается потенциал нижней обкладки. Одновременно происходит медленный разряд конденсатора C на резистор R.

Выходное напряжение ДНБ описывается выражением

$$u_{ч.д}=(U_и-U)\frac{C_1R\Delta f}{1+RC_1\Delta f},$$

где U — напряжение запирания диодов $Д_5$ и $Д_6$;

$$\Delta f=f_c-f_0.$$

Эта формула справедлива при $U_и\gg\gg U$ и не очень высокой частоте повторения импульсов Δf. Для того чтобы дискриминатор действовал более эффективно, на входе усредняющей схемы устанавливают усилители импульсов. (Это учтено при изображении временных диаграмм на рис. 22-17).

При очень малой величине Δf (когда $f_c\approx f_0$) в выходном сигнале наблюдаются пульсации; при очень больших значениях Δf_c напряжение $u_{ч.д}$ падает из-за уменьшения амплитуды импульсов. ДНБ обладает инерционностью, обусловленной наличием сглаживающего RC-фильтра счетной цепи. Структурная схема ДНБ для линейного участка характеристики имеет вид инерционного звена (рис. 22-12, *б*) с постоянной времени $T_{ч.д}=RC$.

Устройство управления частотой (управители частоты). С их помощью осуществляется изменение частоты колебаний автогенератора в соответствии с поступающим напряжением. В системах радиоавтоматики управитель частоты представляется динамическим звеном, на вход которого подается управляющее напряжение $u_у$, а с выхода снимается напряжение частоты генератора $f_г$.

Различают пропорциональные и интегрирующие управители.

В пропорциональном управителе величины $f_г$ и $u_у$ связаны линейной зависимостью

$$f_г=f_{г0}+K_уu_у,$$

где $K_у=\Delta f_г/u_у$ — коэффициент передачи управителя, *гц/в*;

$\Delta f_г=f_г-f_{г0}$ — отклонение частоты гетеродина от номинального значения $f_{г0}$, соответствующего нулевому управляющему напряжению.

В реальных управителях не представляет большого труда получить на характе-

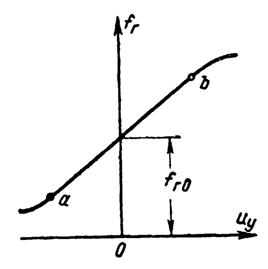


Рис. 22-18. Характеристика пропорционального управителя частоты.

ристике $f_г=\psi(u_у)$ линейный участок ab (рис. 22-18) значительной протяженности, намного превосходящий линейный участок характеристики у частотных дискриминаторов. Как правило, инерционность реальных схем управителей очень мала и их можно описать пропорциональным динамическим звеном (рис. 22-19, *а*).

Практические схемы пропорциональных управителей не отличаются от схем простых частотных модуляторов (см. т. 2, стр. 49) в виде реактивных ламп, варикапов или управляемых емкостей *p-n* переходов полупроводниковых диодов и транзисторов. Из-за дрейфа нуля усилителей, предшествующих управителю, а также из-за изменения параметров управителя возникает дополнительное (паразитное) изменение частоты генератора $\Delta f_{п.г}$, которое должно быть скомпенсировано системой АСЧ.

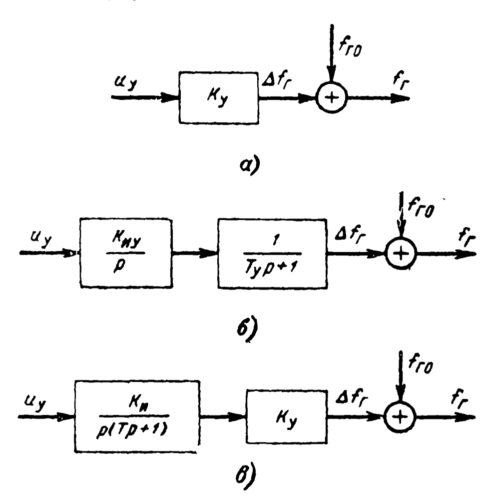


Рис. 22-19. Структурные схемы управителей частоты.

а — пропорционального; *б* — интегрирующего; *в* — видоизмененная схема интегрирующего управителя с выделенным звеном $K_у$, *гц/в*.

Интегрирующие управители содержат в своем составе интегратор, так что частота генератора

$$f_г = \frac{K_{и.у}}{D} u_у + f_0$$

(D — символ дифференцирования).

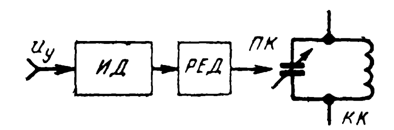


Рис. 22-20. Функциональная схема интегрирующего управителя с двигателем.

ИД — исполнительный двигатель; *РЕД* — редуктор; *ПК* — прямочастотный конденсатор; *КК* — колебательный контур.

Величина f_0 задается начальными условиями интегратора. В практических схемах интегрирующих управителей используются электронные интеграторы с пропорциональным управляющим элементом или исполнительный двигатель с редуктором и прямочастотным конденсатором (рис. 22-20). Частота генератора в последнем случае:

$$f_г = W_у(p) u_у + f_0;$$

$$W_у(p) = \frac{K_{дв} K_{ред} K}{p(T_у p + 1)} = \frac{K_{и.у}}{p(T_у p+1)} = \frac{K_и}{p(Tp+1)} K_у.$$

Здесь $K_{дв}, T_у$ — коэффициент передачи и постоянная времени двигателя;

$K_{ред}$ — коэффициент передачи редуктора;

K — коэффициент пересчета угла поворота конденсатора в изменения частоты;

$K_{и.у}$ — общий коэффициент передачи с размерностью, *гц/в · сек*;

$K_и$ — коэффициент передачи интегрирующей части управителя, 1/*сек*;

$K_у$ — коэффициент передачи пропорциональной части управителя, *гц/в*.

Структурная схема такого управителя представлена на рис. 22-19, *б*.

Заметим, что выделение звена с коэффициентом передачи $K_у$ (рис. 22-19,*в*) представляет определенные удобства при составлении и анализе структурных схем систем АСЧ.

Интегрирующие управители с двигателем используются часто в системах, где не требуется высокого быстродействия, например в системах АСЧ радиорелейных линий, поскольку здесь основное значение имеет медленный уход частоты гетеродинов приемников.

Частотные системы АСЧ непрерывного действия

Структурные схемы системы АСЧ (линейный режим). Примем, что функциональная схема соответствует приведенной на рис. 22-3 с учетом того, что режим работы отдельных элементов системы остается линейным и частотные отклонения не выходят за пределы линейных участков характеристик частотного дискриминатора и управителя. Выходное напряжение частотного дискриминатора

$$u_{ч.д} = K_д U_m (f - f_0) = K_{ч.д}(f - f_0),$$

где U_m — напряжение на входе ЧД, полученное в результате усиления входного сигнала смесителя $u_{вх} = U_{m вх} \sin(\omega_{вх} t + \varphi)$ в полосовом усилителе (ПУ).

Инерционность ЧД удобно отнести к промежуточным устройствам, включив соответствующую передаточную функцию инерционного звена в передаточную функцию промежуточных устройств. Если не принято никаких специальных мер, коэффициент передачи ЧД

$$K_{ч.д} = K_д U_m = K_д K_{см} K_{п.у} U_{m\ вх}$$

($K_{см}$; $K_{п.у}$ — коэффициенты передачи смесителя и полосового усилителя) зависит от неконтролируемой величины $U_{m\,вх}$. Следовательно, и коэффициент передачи ЧД и общий коэффициент передачи системы является величиной неконтролируемой, что, естественно, недопустимо, поскольку невозможно добиться определенных динамических свойств системы. Поэтому необходимо либо

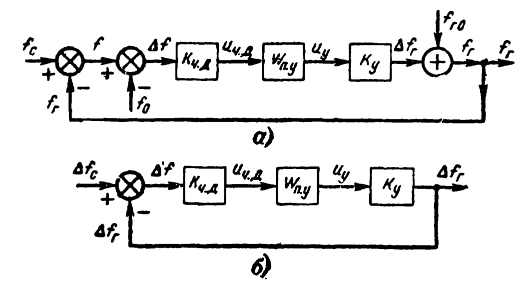


Рис. 22-21. Структурные схемы линейных систем АСЧ.

а — полная; *б* — для отклонения частот.

установить эффективную систему автоматической регулировки усиления, стабилизирующую амплитуду входного напряжения ЧД, либо установить перед ЧД ограничитель. В том и другом случае величина $K_{ч.д}$ становится почти постоянной, что и будет предполагаться в дальнейшем.

Заметим, что функциональная, а следовательно, и полученная в дальнейшем структурная схема тождественны схемам частотной автоподстройки частоты гетеродина (АПЧ). Обозначив через $W_{п.у}(p)$ передаточную функцию промежуточных устройств и отнеся к ним интегрирующее и фильтрующие инерционные звенья и пренебрегая инерционностью полосового усилителя, придем к общей структурной схеме на рис. 22-21, *а*. Здесь $K_у$ — коэффициент передачи пропорционального управителя или «пропорциональной» части интегрирующего управителя.

Введем в рассмотрение отклонение частоты сигнала $\Delta f_c = f_c - f_{c0}$, где f_{c0} удобно назвать номинальным значением частоты сигнала. Эту частоту выберем так, чтобы соблюдалось равенство $f_{c0} - f_{г0} = f_0$, где f_0 — переходная частота дискриминатора, равная среднему значению частоты полосового усилителя. Заметим, что $f_{г0}$ — частота следящего генератора при $u_у = 0$ для пропорционального и (при нулевых начальных условиях) для интегрирующего управителя. Тогда расстройка

$$\Delta f = f - f_0 = f_c - f_г - (f_{c0} - f_{г0}) = \Delta f_c - \Delta f_г.$$

При написании этого выражения предполагалось, что частота $f = f_c - f_г$. Такое предположение сделано исключительно ради удобства; те же рассуждения с одинаковым успехом можно провести для случая, когда $f = f_г \pm f_c$ (и, конечно $f_0 = f_{г0} \pm f_{c0}$). С учетом выражения для Δf структурная схема системы упрощается (рис. 22-21, *б*).

При составлении структурных схем не учитывалось, что в результате прохождения сигнала через полосовой усилитель происходит запаздывание во времени; в некоторых случаях это запаздывание может оказывать существенное влияние на процессы в системе (см. ниже).

Анализ динамических режимов удобно провести раздельно для статических и астатических систем АСЧ.

Статическая система с однозвенным фильтром. В такой системе $W_{п.у} = \dfrac{1}{Tp+1}$. К ней сводится система, в которой промежуточные устройства содержат фильтр с постоянной времени T, значительно превосходящей постоянную времени частотного дискриминатора $T_{ч.д}$, так что последнюю можно не учитывать. Требование малости $T_{ч.д}$ по сравнению с T можно считать выполненным, если $T_{ч.д}/T \ll 0{,}1$ K, где $K = K_{ч.д}K_у$. К такой же структуре сводится схема без фильтра ($W_{п.у} = 1$); в этом случае T — постоянная времени ЧД.

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{\Delta f_г}{\Delta f} = \frac{K}{Tp+1}.$$

Общий коэффициент передачи систем $K = K_{ч.д}K_у$. Замкнутая система описывается инерционным звеном

$$\Phi = \frac{\Delta f_г}{\Delta f_c} = \frac{W}{1+W} = \frac{K}{Tp+K+1} = \frac{K_э}{\tau p+1}$$

с эквивалентными коэффициентом передачи $K_э$ и постоянной времени τ:

$$K_э = \frac{K}{1+K}; \quad \tau = \frac{T}{1+K}.$$

Величина $K_п = K+1$ называется коэффициентом автоподстройки частоты.

Статическая система АСЧ имеет остаточную расстройку $\Delta f_{уст}$ установившегося режима, в $K_п$ раз меньшую отклонения частоты сигнала (при постоянном отклонении частоты сигнала Δf_{c0}):

$$\Delta f_{уст} = \Phi_\theta(0) f_{c0} = \frac{1}{1+K}\Delta f_{c0} = \frac{\Delta f_{c0}}{K_п};$$

$$\Phi_\theta(0) = \left[\Phi_\theta(p)\right]_{p=0} = \left[\frac{1}{1+W(p)}\right]_{p=0}$$

— передаточная функция по ошибке при $p \to 0$ (см. стр. 43 и 53).

При ступенчатом отклонении частоты сигнала Δf_{c0} (рис. 22-22)

$$\Delta f_г = \frac{K}{1+K} \Delta f_{c0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right);$$

$$\Delta f = \frac{\Delta f_{c0}}{K_п} \left(1 + K e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

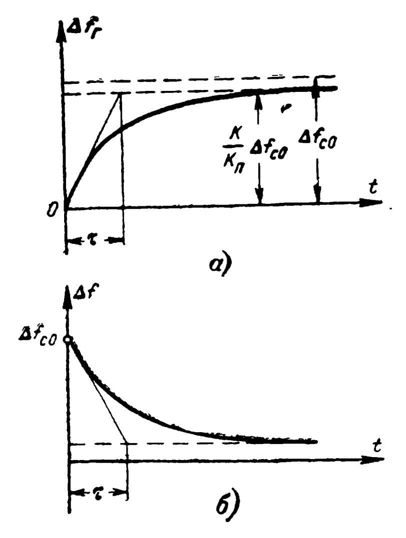


Рис. 22-22. Процессы установления в системе с однозвенным фильтром при ступенчатом отклонении частоты сигнала Δf_{c0}.

а — для отклонения частоты генератора; *б* — для расстройки.

Время установления процессов в системе до 90% от установившегося значения (стр. 20)

$$t_{уст} \approx 2{,}5\tau = \frac{2{,}5T}{K_п}.$$

Быстродействие системы тем выше, чем больше коэффициент передачи. При значительном увеличении K проведенное рассмотрение становится несправедливым, поскольку начинают влиять неучтенные «малые» параметры — инерционность различных усилительных элементов и запаздывание сигналов ПУ.

Статистическая система с двухячеечным (двухзвенным) RC-фильтром. В такой системе передаточная функция промежуточных фильтрующих устройств

$$W_{п.у}(p) = \frac{1}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_c) p + 1}.$$

К этому случаю сводится система, содержащая двухзвенный RC-фильтр нижних частот с постоянными времени $T_1 = RC_1$ и $T_2 = RC_2$ $(T_c = R_1 C_2)$, или система с однозвенным фильтром при учете инерционных свойств ЧД.

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{\Delta f_г}{\Delta f} = \frac{K}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_c) p + 1}$$

и замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{\Delta f_г}{\Delta f_c} = \frac{K_э}{\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1}.$$

Здесь

$$\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{K+1}}; \quad \zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1 T_2 (K+1)}};$$

$$K_э = \frac{K}{K+1}.$$

В установившемся режиме при постоянном отклонении частоты сигнала свойства системы ничем не отличаются от свойств системы с однозвенным фильтром, т. е. и здесь имеется остаточная расстройка

$$\Delta f_{уст} = \frac{\Delta f_{c0}}{K_п}.$$

В динамическом отношении система эквивалентна динамическому звену второго порядка с параметрами $K_э$, τ и ζ. Добиться благоприятного режима установления $(\zeta \approx \approx 0{,}7 \div 1)$ при значительной величине коэффициента K можно только в случае резко различных постоянных времени фильтра $T_1 \ll T_2$ или $T_2 \ll T_1$. Так, при $K \geqslant 40$ постоянные времени должны различаться не менее чем в 10 раз.

Время установления в системе при $\zeta \ll \ll 1$ (сильно колебательный процесс) зависит в основном от соотношения постоянных времени, а величина K на $t_{уст}$ влияет очень мало. При резкой разнице в величинах T_1 и T_2 и не очень большой величине время установления можно считать (для $\zeta \gg 1$) близким к величине $3T/K_п$ (T — наибольшая из постоянных времени). Таким образом, требования хорошего подстраивающего действия (большое K) и благоприятного процесса установления противоречивы для систем с двухзвенным фильтром, и использование системы с двухзвенным фильтром во многих случаях оказывается нецелесообразным.

Дальнейшее увеличение числа звеньев в фильтре усложняет условия, при которых достигается благоприятный режим установления, и ведет к необходимости применения корректирующих цепей. Системы с трехзвенными и более сложными типами фильтров используются в редких случаях.

Запаздывание в системах АСЧ. Запаздывание возникает в полосовом усилителе и приводит при больших K к возникновению значительной колебательности процессов установления или даже потере устойчивости. Запаздывание может быть учтено введением дополнительного звена с передаточной функцией $e^{-p\tau_з}$ в структурную схему (рис.

22-21, *б*). Время запаздывания $\tau_з$ зависит от числа контуров полосового усилителя и его схемы. Для усилителя, состоящего из n одиночных, не связанных между собою резонансных контуров

$$\tau_з = \frac{n\left[\sqrt[n]{2}-1\right]^{1/2}}{\pi B},$$

где B — полоса пропускания каждого контура на уровне $1/\sqrt{2}$.

Наиболее наглядно влияние запаздывания можно показать на примере системе с однозвенным фильтром. Если время запаздывания достигает граничной величины $\tau_{з.гр} = \frac{T}{Ke} = 0{,}37\ T/K$, то переходная характеристика из апериодической становится колебательной. При критическом значении $\tau_з = \tau_{з.кр} = \frac{\pi}{2}\frac{T}{K} \approx 4{,}2\ \tau_{з.гр}$ система теряет устойчивость. Из приведенных соотношений следует, что влияние запаздывания тем сильнее, чем больше коэффициент передачи и меньше постоянная времени фильтра. Таким образом, запаздыванием можно пренебречь, если K не очень велико, а T не очень мало. Физически это означает, что фазовый сдвиг $\tau_з\omega_c$, обусловленный запаздыванием на частоте среза [частоте ω_c, при которой $|\Phi(j\omega)| = 1$], невелик. В системе с однозвенным фильтром $\omega_c = K/T$ и запаздывание не сказывается, если $\tau_з\frac{K}{T} \ll \pi$.

Астатическая система с инерционным двигателем. В этом случае передаточная функция разомкнутой системы равна:

$$W(p) = \frac{K_v}{p(T_{ч.д}\,p+1)(T_у p+1)}.$$

Здесь для общности вместе с инерционностью управителя (постоянная времени $T_у$) учтена инерционность дискриминатора $T_{ч.д}$.

В установившемся режиме при постоянном отклонении частоты сигнала система отрабатывает без ошибок: $\Delta f_{уст} = \Delta f_{c0}$. Если, конечно, двигатель обладает застоем (см. разд. 21, стр. 124), то и при постоянном $\Delta f_c = \Delta f_{c0}$ в системе возникает ошибка $\Delta f_0 = u_{заст}/K_0$, где $u_{заст}$ — напряжение застоя (т. е. напряжение, при котором двигатель трогается), K_0 — коэффициент передачи элементов, предшествующих двигателю ($K_0 \approx u_{дв}/\Delta f$).

При уходе частоты сигнала с постоянной скоростью в системе в установившемся режиме устанавливается постоянная расстройка

$$\Delta f_{уст} = \frac{\Delta \dot f_c}{K_v}.$$

Условие устойчивости системы имеет вид (см. стр. 49):

$$K_v < \frac{1}{T_у} + \frac{1}{T_{ч.д}}.$$

Если в системе постоянная времени частотного дискриминатора мала по сравнению с $T_у$, система остается устойчивой при любом значении K_v. Условие малости имеет вид:

$$T_{ч.д} \leqslant 0{,}02\sqrt{T_у/K_v}.$$

При его выполнении можно считать, что передаточная функция разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{K_v}{p(T_у\,p+1)}$$

и замкнутая система, эквивалентная звену 2-го порядка,

$$\Phi(p) = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1}, \qquad (22\text{-}5)$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T_у}{K_v}};\ \zeta = \frac{1}{2\sqrt{T_у K_v}}.$$

Процесс установления будет удовлетворительным, если $\zeta \approx 0{,}5 \div 7$, т. е. $TK_v \approx \approx 0{,}5 \div 0{,}25$. В случае невыполнения этого условия в систему необходимо ввести дополнительные корректирующие фильтры.

Нелинейные режимы систем АСЧ. Благодаря нелинейности характеристик элементов системы АСЧ возникают новые явления. Рассмотрим эти явления применительно к статическим системам АСЧ. Обычно соотношения между характеристиками элементов таковы, что интервал между максимумами характеристики ЧД больше полосы пропускания полосового усилителя и меньше протяженности линейного участка характеристики управителя (рис. 22-23). Поэтому в системе необходимо учесть нелинейность, полученную в результате перемножения характеристик полосового усилителя и дискриминатора; полученную кривую (*3*) будем считать характеристикой дискриминационной части системы (или дискриминационной характеристикой). Заметим, что, строго говоря, такое перемножение можно осуществлять независимо от амплитуды $U_{mвх}$ сигнала на входе смесителя только за порогом ограничения U_0. До порога ограничения U_0 напряжение на выходе ЧД зависит не только от расстройки Δf, но и от амплитуды $U_{mвх}$. Однако, если принять, что полосовой фильтр имеет достаточно «прямоугольную» характеристику, с этой зависимостью можно не считаться, поскольку за ее пределами выходное напряжение на выходе ЧД будет близко к нулю независимо от сигнала на входе. В пределах линейного участка *ab* крутизна дискриминационной характеристики совпадает с крутизной

$K_{ч.д}$ характеристики частотного дискриминатора, поскольку за порогом U_0 вид $u_{ч.д}(f)$ не зависит от величины $U_{m\,вх}$.

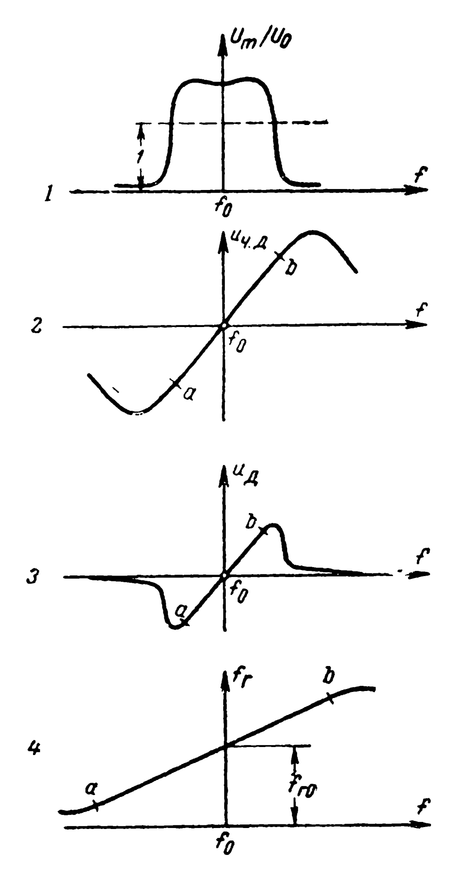


Рис. 22-23. Характеристики элементов системы АСЧ.

1 — полосового усилителя; *2* — частотного дискриминатора; *3* — дискриминационная характеристика; *4* — управителя.

три состояния равновесия, из которых одно (B) неустойчиво, а два других (A и C) устойчивы. Эффективной работе системы соответствует только одно состояние A, поскольку в состоянии C $\Delta f \approx \Delta f_c$ и $\Delta f_г$ весьма сильно отличается от Δf_c, в то время как для точек A Δf мало и величина $\Delta f_г$ близка к Δf_c.

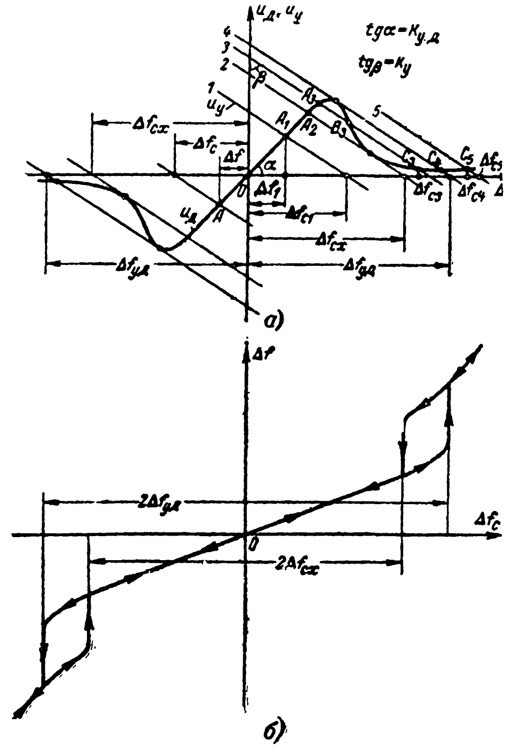


Рис. 22-24. Диаграммы работы системы АСЧ для установившихся режимов.

а — для определения состояний равновесия; *б* — зависимость Δf от Δf_c.

В установившихся режимах, т. е. при очень медленном (по сравнению с временем установления) изменении Δf_c, фильтр не будет оказывать никакого влияния на процессы в системе и его можно считать отсутствующим.

Для анализа состояний равновесия статической системы АСЧ на дискриминационную кривую $u_д(\Delta f)$ наносится характеристика управителя (прямая $u_у$ на рис. 22-24, *а*):

$$u_у = \frac{\Delta f_г}{K_у} = \frac{\Delta f_c - \Delta f}{K_у}.$$

Точки пересечения обеих линий соответствуют состояниям равновесия, поскольку для этих точек $u_у = u_д$. В зависимости от величины начального отклонения частоты сигнала Δf_c могут быть либо одно, либо

Для того чтобы пояснить, устойчиво ли данное состояние равновесия, достаточно провести следующие рассуждения. Так, например, для точки C_3 при увеличении Δf, вызванном случайной причиной, напряжение $u_{ч.д}$ на входе RC-фильтра оказывается более высоким, чем прежнее напряжение $u_у$ на конденсаторе (выходе) фильтра, соответствующее состоянию равновесия. Следовательно, $u_у$ будет возрастать, $\Delta f_г$ увеличиваться, а Δf (при неизменном значении f_c) падать — система будет возвращаться к состоянию равновесия C_3. Аналогичные рассуждения можно провести и для других точек (A и B).

При постепенном увеличении Δf_c (начиная с малых Δf_c, например $\Delta f_c = \Delta f_{c1}$) расстройка Δf, определяемая единственным состоянием равновесия $A(A_1)$, постепенно увеличивается. (На линейном участке

дискриминационной кривой $\Delta f = \Delta f_c / K_п$). При дальнейшем возрастании Δf_c образуются три состояния равновесия, однако система будет оставаться в первом из них (A) до тех пор, пока точки A и B не сольются (при $\Delta f_c = \Delta f_{уд}$), после чего система перейдет в состояние C, соответствующее неэффективной работе системы АСЧ. В дальнейшем Δf будет изменяться приблизительно на ту же величину, что Δf_c (рис. 22-24, *б*). При обратном движении (уменьшении Δf_c) равновесная точка системы (C) скользит по нижней ветви дискриминационной кривой (область неэффективной работы) до тех пор, пока характеристика управителя не коснется дискриминационной кривой, т. е. точки B и C сольются (соответствующее отклонение частоты сигнала обозначено Δf_{cx}), после чего система перейдет в состояние A, соответствующее эффективной работе. При дальнейшем уменьшении Δf_c величина Δf интенсивно убывает (для линейного участка дискриминационной кривой $\Delta f = \Delta f_c / K_п$).

Таким образом, зависимость $\Delta f(\Delta f_c)$ имеет симметричные петли гистерезиса (рис. 22-24, *б*). Для общей характеристики этой зависимости вводят понятия полосы удержания и схватывания.

Полосой удержания $2\Delta f_{уд}$ называют область начальных отклонений частоты сигнала, соответствующих эффективной работе системы АСЧ, если система вначале находилась в области эффективной работы.

Полосой схватывания $2\Delta f_{cx}$ называют область начальных отклонений частоты сигнала, соответствующих эффективной работе системы, если вначале система находилась вне области эффективной работы. Всегда выполняется соотношение $2\Delta f_{уд} \geqslant 2\Delta f_{cx}$.

Для полигональной аппроксимации дискриминационной кривой (рис. 22-25) полосы схватывания и удержания:

$$2\Delta f_{cx} = 2\Delta f_{гр};\ 2\Delta f_{уд} = 2\Delta f_m (1 + K);\ K = K_{ч.д} K_у.$$

В динамических режимах (для статической системы АСЧ с однозвенным фильтром) реакция на ступенчатое воздействие зависит от величины воздействия Δf_c и начальных условий (начальной расстройки $\Delta f_н$). Зависимость $\Delta f(t)$ для различных значений Δf_c при нулевой начальной расстройке $\Delta f_н = 0$ имеет вид, представленный на рис. 22-26. При малой величине Δf_c, когда начальное значение Δf_c невелико и режим линейный (прямая *1* на рис. 22-24, *а*), расстройка спадает по экспоненте (кривая *1*). Дальнейшее увеличение Δf_c ведет к появлению участка с кривизной другого знака, время установления затягивается (кривые *2*, *3*). Наконец, при $\Delta f_c > \Delta f_{cx}$ кривая вновь становится близкой к экспоненте, но установившаяся расстройка становится большой, а работа системы — неэффективной (прямая *3* на рис. 22-24, *а* и кривая *4* на рис. 22-26). Граничному состоянию $\Delta f_c = \Delta f_{cx}$ соответствует бесконечно большое время установления.

Различные начальные условия $\Delta f_н$ соответствуют различным начальным напряжениям на конденсаторе фильтра. На рис. 22-27, *а* изображена зависимость $\Delta f(t)$ для

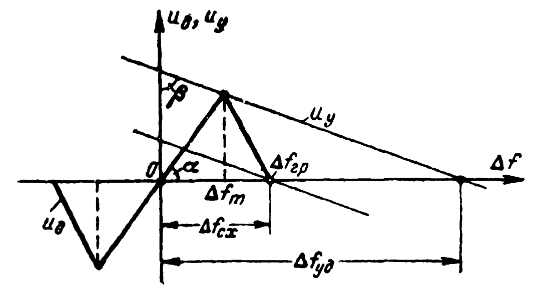


Рис. 22-25. Диаграмма работы системы АСЧ при полигональной аппроксимации дискриминационной кривой.

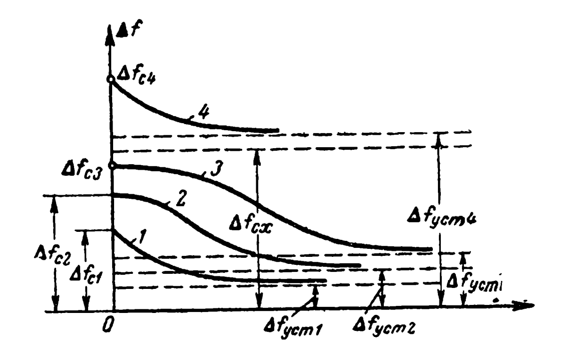


Рис. 22-26. Кривые установления расстройки $\Delta f(t)$ при нулевых начальных условиях для различных значений Δf_c.

случая, когда $\Delta f_c = \Delta f_{c1}$ на рис. 22-24, *а*. Различным начальным отклонением $\Delta f_н$ соответствуют кривые, имеющие различную форму, причем время установления затягивается по сравнению со случаем экспоненциального процесса, характерного для линейных режимов. На рис. 22-27, *б* представлены кривые, соответствующие отклонению частоты сигнала $\Delta f_c = \Delta f_{c3}$. Здесь в зависимости от величины $\Delta f_н$ возможен переход в область эффективной (кривые *1*, *2*, *3*) или неэффективной (кривая *4*) работы. Исходное отклонение расстройки на обоих семействах кривых $\Delta f_{исх} = \Delta f_н + \Delta f_c$. Заметим, что процесс установления в системе с однозвенным фильтром всегда апериодический [Л. 1, 12].

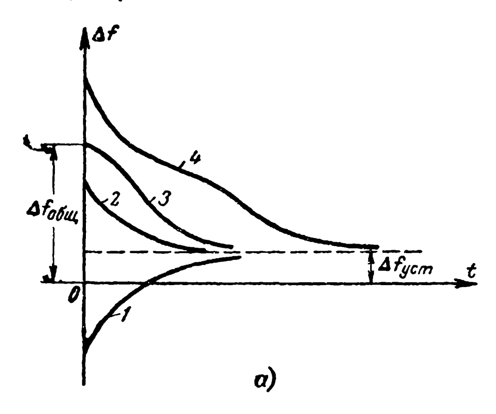
Ошибки воспроизведения частотных систем АСЧ. Ошибки систем АСЧ зависят от характера внешних воздействий. Управляющее воздействие (изменение Δf_c) определяется назначением системы, а следовательно,

может быть весьма разнообразным. К мешающим воздействиям относятся:

уходы собственной частоты следящего генератора $\Delta f_{п.г}$, вызванные изменением внешних условий и нестабильностью питающих напряжений:

уходы переходной частоты дискриминатора $\Delta f_{п.д}$, обусловленные теми же причинами;

внутренний шум приемника, а также внешний шум, которые в дальнейшем будем полагать малыми и весьма широкополосными (по сравнению с полосой ПУ).



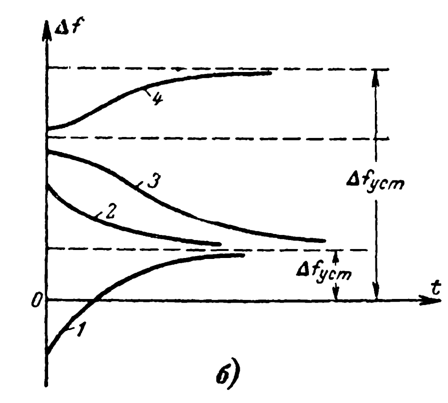


Рис. 22-27. Кривые установления $\Delta f(t)$ при различных начальных условиях $\Delta f_{н}$.

а — при малом $\Delta f_{с}$; *б* — при $\Delta f_{с}$, соответствующем наличию трех состояний равновесия: кривые *1* соответствуют $\Delta f_{н}<0$; для кривых *2—4*: $\Delta f_{н2}<\Delta f_{н3}<\Delta f_{н4}$.

Структурная схема системы с учетом внешних возмущений представлена на рис. 22-28, где через W' обозначены все элементы системы, за исключением ЧД: $W'=W/K_{ч.д}$. Шумовое напряжение $u_{ш}(t)$ на выходе ЧД получается в результате прохождения его через полосовой усилитель и частотный дискриминатор. Полагая амплитуду сигнала достатчно большой (выше порога ограничения U_0), а напряжение шума малым (большое отношение сигнал/шум), для спектральной плотности шумового напряжения $S_{ш}(\omega)$ можно записать [Л. 7, стр. 24, Л. 3, стр. 23]:

$$S_{ш}(\omega)=K_{п.у}^2 N\frac{K_{ч.д}^2}{U_0^2}\omega^2=N_0\frac{K_{ч.д}^2}{U_0^2}\omega^2, \quad (22\text{-}6)$$

где

N — спектральная плотность входного шума ПУ;

$K_{п.у}$ — коэффициент передачи ПУ;

N_0 — спектральная плотность шума на входе ЧД. (характеристика ПУ предполагается равномерной в полосе пропускания).

Выражение (22-6) получается в результате учета составляющих биений между несущей ω_c и составляющими широкополосного шума: чем больше разность частот, тем больше величина шумовой составляющей на выходе ЧД. При не очень больших отношениях сигнал/шум необходимо также

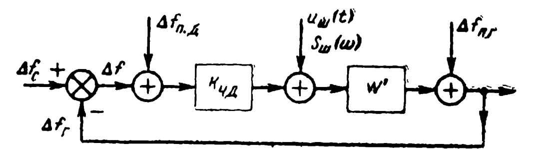


Рис. 22-28. Структурная схема системы частотной АСЧ с учетом внешних воздействий.

учесть составляющие биений между отдельными составляющими шума. Вычисление шума, обусловленного этими причинами, представляет определенные трудности. Полагая для этого случая, что полоса системы достаточно узка по сравнению с полосой шума на входе ЧД, можно учесть лишь спектральную плотность у нуля, которая выражается [Л. 3, стр. 190, Л. 4, стр. 472]:

$$S_{ш}(0)\doteq 1{,}86\,\Delta K_{ч.д}^2 e^{-0{,}5q^2}\approx 1{,}86\,\Delta K_{ч.д}^2, \quad (22\text{-}7)$$

где Δ — энергетическая (шумовая) полоса УПЧ;

q — отношение эффективного значения сигнал/шум.

Ошибка воспроизведения в соответствии со структурной схемой на рис. 22-28:

$$\Delta f_{вос}=\frac{\Delta f_c}{1+W}-\frac{W}{1+W}\Delta f_{п.д}-$$
$$-\frac{\Delta f_{п.г}}{1+W}-\frac{W}{1+W}u_{ш}.$$

Здесь первая составляющая — динамическая ошибка; остальные обусловлены внешними возмущениями. Если $\Delta f_{п.д}$ и $\Delta f_{п.г}$ — достаточно медленные функции времени, например, обусловленные уходом температуры, то в установившемся режиме эти составляющие выражаются так:

$$\Delta f_{вос.д}=-\frac{K}{K+1}\Delta f_{п.д}\approx$$
$$\approx-\Delta f_{п.д} \text{ при } K\gg 1;$$

$$\Delta f_{\text{вос.г}} = -\frac{\Delta f_{\text{п.г}}}{1+K} = -\frac{\Delta f_{\text{п.г}}}{K_{\text{п}}}.$$

Отсюда следует, что уход частоты гетеродина хорошо парируется системой: вызванное им отклонение разностной частоты будет уменьшено в $K_{\text{п}}$ раз. Уходы переходной частоты дискриминатора не компенсируются системой и почти полностью переходят на расстройку.

В случае, если $\Delta f_{\text{п.г}}$ обусловлены быстроизменяющимися нестабильностями источников питания или другими причинами, дисперсия ошибки, обусловленная этими причинами,

$$\sigma^2_{\text{вос.г}} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{п.г}}(\omega)\times$$
$$\times |\Phi_\theta\ (j\omega)|^2\,d\omega, \qquad (22\text{-}8)$$

где $S_{\text{п.г}}(\omega)$ — спектральная плотность уходов частоты гетеродина, $\Phi_\theta = 1 - \Phi$ — передаточная функция для ошибки.

Дисперсия $\sigma^2_{\text{вос.г}}$ будет тем меньше, чем шире полоса системы $\Delta F_э$.

Перейдем к рассмотрению ошибок, обусловленных шумами. Наиболее просто дисперсия ошибки вычисляется, если предположить, что спектральная плотность $u_{\text{ш}}$ выражается формулой (22-7), т. е. постоянна и равна $S_{\text{ш}}(0)$. Тогда

$$\sigma^2_{\text{вос.ш}} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ш}}(0)\,|\Phi(j\omega)|^2\,\frac{1}{K^2_{\text{ч.д}}}\,d\omega =$$
$$= 1{,}86\,\Delta e^{-0{,}5\,q^2}\,\Delta F_э. \qquad (22\text{-}9)$$

Подчеркнем, что из-за грубых приближений, обусловленных тем, что не учтено непостоянство $K_{\text{ч.д}}$ для сравнительно малых отношений сигнал/помеха, пользоваться этой формулой нужно с большой осмотрительностью.

Вычисление дисперсии ошибки по формуле, аналогичной (22-9), где $S_{\text{ш}}$ выражается формулой (22-6), может привести к противоречию в случае некоторых типов фильтров, так как спектральная плотность растет так же быстро, как падает частотная характеристика системы $|\Phi(j\omega)|^2$ и интеграл (22-9) расходится.

В этом случае необходимо учесть, что спектр частотных шумов на входе (и выходе) ЧД простирается лишь на величину полосы Δ пропускания полосового усилителя, за пределами которой $S_{\text{ш}}(\omega) = 0$. Поэтому интегрирование при вычислении дисперсии должно проводиться не в бесконечных пределах, а в пределах $\pm\pi\Delta$. С учетом этого вычислим дисперсию шумовой ошибки в системе АСЧ с однозвенным фильтром, когда

$$F(p) = \frac{1}{Tp+1};$$

$$\Phi(p) = \frac{K}{K+1}\,\frac{1}{\tau p+1},$$

где

$$\tau = \frac{T}{K+1}.$$

В этом случае

$$\sigma^2_{\text{вос.ш}} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi\Delta}^{\pi\Delta} S_{\text{ш}}(\omega)\,\frac{|\Phi(j\omega)|^2}{K^2_{\text{ч.д}}}\,d\omega =$$
$$= \frac{N_0}{U_0^2}\,\frac{K^2}{(1+K)^2}\,\frac{1}{K^2_{\text{ч.д}}}\,\frac{1}{2\pi}\times$$
$$\times\int_{-\pi\Delta}^{\pi\Delta}\frac{\omega^2\,d\omega}{\omega^2\tau^2+1} = \frac{K^2}{T^2}\,\frac{N_0}{U_0^2}\,\Delta. \qquad (22\text{-}10)$$

Если интеграл при вычислении дисперсии не расходится [например, для двухзвенного фильтра $F(p)$], то вычисления можно вести, интегрируя, в бесконечных пределах, поскольку ограничение по спектру областью $\pm\pi\Delta$ существенных поправок в результат не внесет.

Отметим некоторые особенности, связаные с динамической ошибкой при использовании систем АСЧ в приемниках с частотной модуляцией. Если в приемнике ЧМ сигналов применяется система автоподстройки частоты гетеродина, то параметры этой системы должны быть выбраны так, чтобы составляющие частот модуляции на выходе частотного детектора не проходили на управитель частоты. В противном случае будет происходить демодуляция ЧМ сигнала и уменьшение выходного сигнала. Наиболее «опасной» будет демодуляция самых низкочастотных составляющих спектра модулирующего сигнала. Если потребовать, чтобы для этой составляющей $\Omega_{\text{мин}}$ амплитуда отклонения частоты гетеродина была в m раз меньше амплитуды отклонения несущей частоты Δf_c, обусловленной ЧМ модуляцией, то частотная характеристика для этой частоты должна иметь величину, не превосходящую $1/m$, т. е.

$$\frac{\Delta f_г}{\Delta f_c} = |\Phi(j\omega)|_{\omega=\Omega_{\text{мин}}} \leqslant \frac{1}{m}.$$

Для системы с однозвенным фильтром это приводит к выражению

$$\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{T}{K_{\text{п}}}\right)^2\Omega_{\text{мин}}+1}} \leqslant \frac{1}{m},$$

откуда находится минимально допустимая постоянная времени фильтра

$$T_{\text{мин}} = \frac{(K+1)\sqrt{m^2-1}}{\Omega_{\text{мин}}} \approx \frac{mK}{\Omega_{\text{мин}}}.$$

Чем больше коэффициент передачи системы, тем более инерционным должен быть фильтр для предотвращения демодуляции.

Иногда для приема ЧМ колебаний систему АСЧ используют как следящий фильтр для демодуляции колебаний. Физически такой способ приема вполне понятен: если частота следящего генератора почти точно (без ошибок) воспроизводит частоту сигнала, то с управителя снимается напряжение, воспроизводящее передаваемый сигнал. Подобный способ приема называется обратной связью по частоте (ОСЧ) и применяется на практике, например, для приема сигналов искусственных спутников Земли [Л. 7, 3].

При приеме с ОСЧ осуществляют частичную демодуляцию сигнала. В результате этого удается уменьшить пороговое отношение сигнал/шум, начиная с которого происходит резкое ухудшение ЧМ приема по сравнению с АМ. Кроме того, эффективно снижаются нелинейные искажения широкополосных ЧМ сигналов в контурах УПЧ за счет сужения спектра в результате демодуляции. Заметим, что системы при приеме ЧМ сигналов с большими индексами модуляции получаются весьма широкополосными, так что особое внимание уделяют выбору частотных характеристик и устойчивости (здесь необходимо учитывать запаздывание в УПЧ, малые инерционности и т. д.). В [Л. 7] приводятся также некоторые практические схемы приемников с ОСЧ.

Импульсные частотные системы АСЧ

Импульсные частотные системы АСЧ применяются в приемниках радиолокационных станций и других импульсных приемниках для автоматической стабилизации промежуточной частоты или для автоматической подстройки частоты гетеродина.

В качестве гетеродинов здесь, как правило, используются клистронные генераторы, частота которых регулируется путем изменения напряжения на отражателе. Отсюда происходит другое наименование системы: автоматическая подстройка частоты клистрона (АПЧК). Эти системы подстраивают частоту клистрона, работающего в режиме непрерывной генерации, по частоте радиоимпульсов, генерируемых магнетронным или другим передатчиком. Несмотря на импульсный характер входного воздействия, системы АПЧК являются чаще всего инерционными, так что время установления процессов длится много периодов повторения $T_п$ импульсов. Ниже рассматриваются именно такие инерционные системы в отличие от быстродействующих, где процесс подстройки завершается за время, меньшее длительности импульса (см. об этом [Л. 12]).

Распространение систем АПЧК объясняется тем, что в импульсных радиоприемниках сантиметрового и дециметрового диапазонов отношение полосы пропускания к несущей B/f_0 очень мало, на порядок меньше, чем для радиоприемников радиовещательных диапазонов, в то время как нестабильность генераторов сантиметрового диапазона сравнительно велика. Так, при $B=2\div 3$ *Мгц* и $f_0=10^4$ *Мгц* ($\lambda=3$ *см*) отношение $B/f_0=(2\div 3)\cdot 10^{-4}$, а для радиовещательного приемника при $B=10^4$ *гц* и $f_0=30$ *Мгц* (короткие волны), $B/f_0=3\cdot 10^{-3}$. Если учесть, кроме того, что частоты повторения импульсов имеют порядок тысяч, то станет ясным, что ручная подстройка частоты в таких радиоприемниках практически невозможна.

Заметим, что в том случае, когда передающее и приемное устройства сантиметрового или дециметрового диапазона разнесены (например, в аппаратуре радиоуправления, см. разд. 27), используются системы автоматической стабилизации частоты клистрона (АСЧК) по резонансной частоте высокодобротного резонатора, обладающего хорошими эталонными свойствами.

Вследствие того что отношение B/f_0 мало, системы АПЧК всегда снабжаются генераторами поиска, благодаря которым частота следящего генератора (клистрона) периодически изменяется в достаточно широком диапазоне частот до тех пор, пока система не перейдет в режим слежения. Генератор поиска является важной составной частью системы. Поэтому все системы АПЧК удобно классифицировать по способу включения генератора поиска. В соответствии с этим признаком различают системы с последовательным и параллельным генераторами поиска.

В первом случае этот генератор включается последовательно в цепь регулирования и при переходе к слежению режим работы и функции генератора меняются: он становится частью промежуточных устройств системы. Во втором случае генератор поиска включается параллельно основной петле регулирования; при переходе в режим слежения генератор поиска отключается и никакого влияния на работу системы не оказывает.

Используемые в системах АПЧК элементы — частотные дискриминаторы и управители частоты — имеют некоторые особенности.

Переходная частота ЧД достаточно велика (30—60 *Мгц*). Это приводит к необходимости принять определенные меры в отношении выполнения схем, поскольку паразитные параметры и емкости усилительных приборов начинают существенно влиять на приведенные параметры контуров. По этим же причинам вместо контуров с параллельным резонансом иногда используются контуры с последовательным резонансом.

Необходимо учесть также импульсный характер поступающих на ЧД сигналов. Поскольку резонансные характеристики контуров, т. е. зависимость амплитуды им-

пульсов от расстройки, могут быть немонотонными (иметь несколько максимумов — рис. 22-29, *а*, кривые *I*, *II*), частотная характеристика может иметь несколько нулей (рис. 22-29, *б*). Избежать ложных настроек системы АПЧК можно выбором полосы контуров ЧД из условия $B > 1{,}5/t_и$ ($t_и$ — длительность действующих на ЧД импульсов).

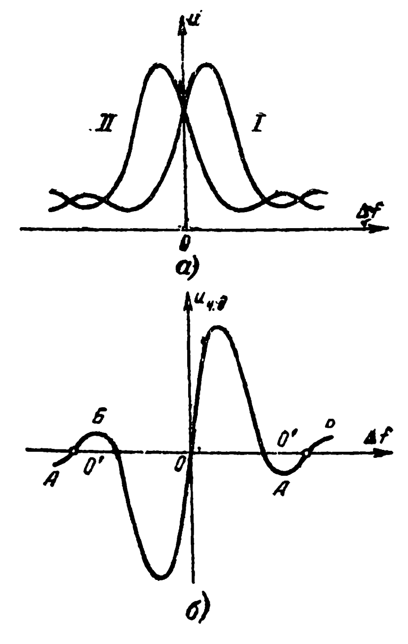


Рис. 22-29. Диаграммы для иллюстрации особенностей частотных дискриминаторов при действии импульсов.

а — частотные характеристики контуров I, II дискриминатора с расстроенными контурами при действии импульсов; *б* — характеристика дискриминатора. На участках *АБ* имеются нулевые точки *0'*, в которых могут возникать ложные настройки.

Клистронные гетеродины могут иметь механическую и электронную перестройку частоты. Механическая перестройка осуществляется в весьма широком диапазоне частот и служит для предварительной установки частоты в соответствии с диапазоном радиопередатчика. Диапазон электронной перестройки, которая осуществляется изменением напряжения на отражательном электроде, определяется как разность между максимальной и минимальной частотами в рабочей области зоны генерации (отсчитываемой на уровне половинной мощности). Он значительно уже и составляет обычно 0,5—1% (в специальных клистронах до 8—10%). На рис. 22-30, *а* представлены зависимости мощности $P_{кл}$ и частоты $f_{кл}$ клистрона от управляющего напряжения $u_у$ на отражателе. Каждой выбранной рабочей зоне, определяемой величиной исходного напряжения U_0, соответствует свой коэффициент передачи

$$K_у = \left(\frac{df_{кл}}{du_у}\right)_{U_0} = \left(\frac{d\Delta f_{кл}}{d\Delta u_у}\right)_{\Delta u_у = 0},$$

который является отрицательным ($\Delta u_у = u_у - U_0$).

Форма зоны генерации зависит от согласования клистрона с высокочастотным трактом. Зону генерации можно наблюдать на экране осциллографа, если подать на

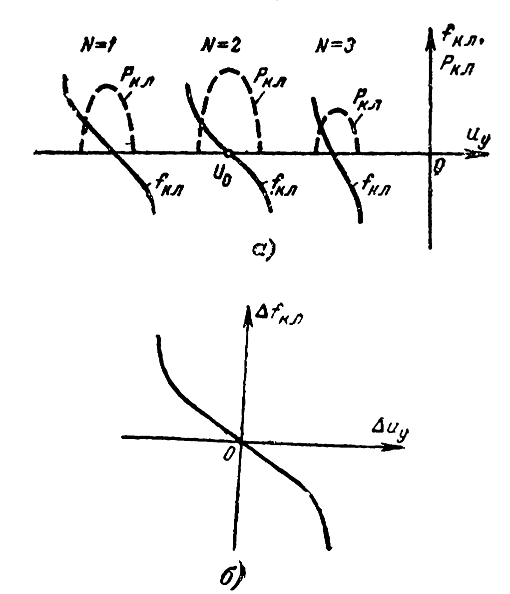


Рис. 22-30. Характеристика клистрона.

а — рабочие зоны ($f_{кл}$, $P_{кл}$ — частота и мощность клистрона, N — номер зоны); *б* — зависимость отклонения частоты клистрона $\Delta f_{кл}$ от изменения напряжения $\Delta u_у$ на управляющем электроде.

отражатель клистрона развертывающее пилообразное напряжение осциллографа, а на вертикальные пластины — напряжение с детектора смесительной камеры АПЧК. Зона генерации должна иметь один максимум и быть симметричной.

При выборе исходной рабочей точки относительно максимума мощности (центра зоны генерации) необходимо учитывать естественное смещение частоты генерации, обусловленное изменением условий нормальной эксплуатации относительно тех условий, при которых происходит начальная установка этой точки (изменения температуры, давления и т. д.).

Система с последовательным генератором поиска (рис 22-31) состоит из смесителя (СМ), усилителя разностной частоты (УРЧ), частотного дискриминатора *ЧД*, промежуточных устройств и следящего (подстраиваемого) гетеродина (клистрона *Кл*). Действие дискриминатора и усилителя разностной частоты будем учитывать общей дискриминационной характеристикой $U_д(f)$, как указано на стр. 159 (см. рис. 22-23), причем для линейного участка

ab (рис. 22-32, *а*) введем коэффициент передачи:

$$K_д = |K_{ч.д}| = \left|\frac{dU_и}{df}\right|_{f=f_0},$$

где $U_и$ — амплитуда импульсов на выходе частотного дискриминатора.

В дальнейшем без ограничения общности будем полагать, что выбрана нижняя настройка гетеродина, т. е.

$$f = f_c - f_{кл}.$$

В состав промежуточных устройств входят пиковый детектор *ПД* (*Д*, $C_д$, $R_д$) и управляющее устройство с лампой. Последнее в режиме поиска действует как генератор пилообразных колебаний (*ГП*), а в режиме слежения — как инерционный усилитель — инерционное звено с коэффициентом передачи $K_э \approx SR_а$ и постоянной времени $\tau_э \approx R_и C_и K_э$ (усилитель с емкостной обратной связью $C_и$).

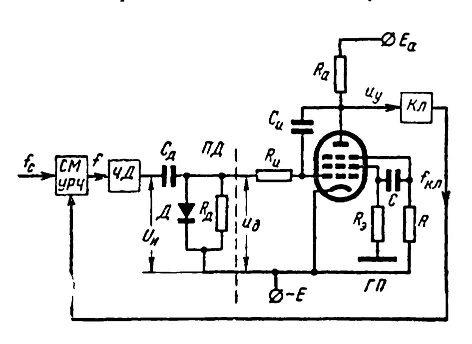


Рис. 22-31. Функциональная схема импульсной системы АПЧК с последовательным генератором поиска.

При положительных импульсах на выходе ЧД (т. е. когда расстройка отрицательна и $f<f_0$) осуществляется пиковое детектирование и выходное напряжение ПД $u_д = K_{п.д}U_и$; для отрицательных импульсов $u_д = U_и t_и / T_п \approx 0$ цепь регулирования размыкается.

При больших отрицательных напряжениях $u_д$ на управляющей сетке лампа заперта, напряжение на ее аноде постоянно и равно $E_а$. По мере увеличения напряжения после отпирания лампы установившееся напряжение $u_у$ на аноде убывает, пока, наконец, не достигнет величины $U_{у.мин}$, при которой благодаря процессам в цепи экранирующей сетки не наступит переброс: лампа запрется по анодному току и далее схема начнет генерировать пилообразные колебания (такие схемы были описаны в т. I, разд. 11).

Таким образом, если напряжение на управляющей сетке таково, что $u_у$ падает до уровня $U_{у.мин}$, схема переходит в режим автопоиска. Зависимость $u_у$ от амплитуды импульсов $U_и$ на выходе ЧД имеет вид кривой рис. 22-32, *б*, начинающейся от напряжения $U_{у.мин}$ (точка перехода в режим поиска). Линейный участок *ab* этой кривой является рабочим. Таким образом, режим подстройки в системе возможен лишь в том случае, если амплитуда импульсов на выходе ЧД больше некоторого значения $U_{и.гр}$, а разностная частота лежит ниже некоторой граничной частоты $f_{гр}<f_0$ (рис. 22-32, *а*). Ясно, что для линейного участка *ab* характеристики ЧД

$$U_д = K_д(f - f_0) \text{ и } U_{и.гр} = K_д(f - f_{гр}). \qquad (22\text{-}11)$$

Процесс установления режима при изменении частоты f_c относительно некоторого исходного режима (точки *А* на рис. 22-32) протекает следующим образом. Если частота сигнала уменьшилась, то уменьшится разностная частота $f = f_c - f_{кл}$, возрастет амплитуда $U_и$ импульсов, увеличится напряжение $u_у$ (рис. 22-32, *б*), уменьшится $f_{кл}$ (рис. 22-32, *в*); следовательно, уменьшение f_c повлечет за собой уменьшение $f_{кл}$ и в новом состоянии рабочая точка *А'* будет соответствовать несколько меньшему значе-

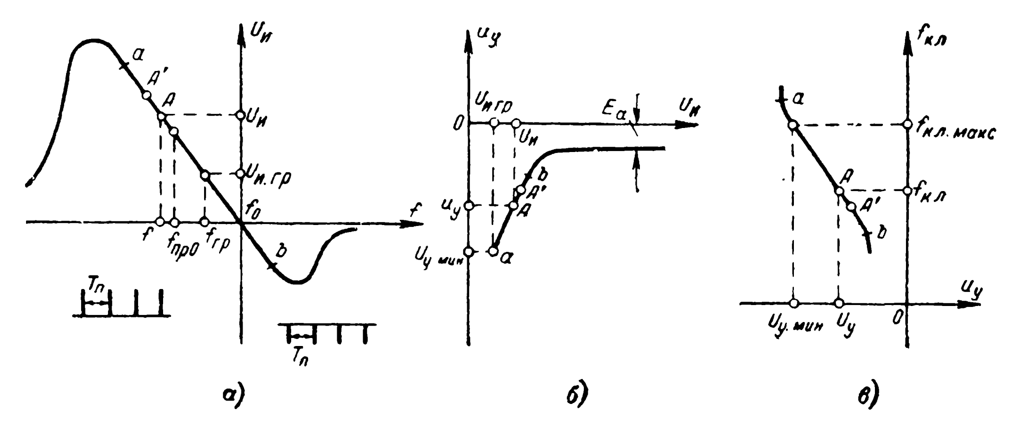


Рис. 22-32. Характеристики элементов цепи АПЧК с последовательным генератором поиска. *а* — частотного дискриминатора; *б* — управляющего каскада; *в* — клистрона.

нию f и несколько большей величине $U_и$. Степень смещения от точки A определяется величиной $\Delta f_с$ и коэффициентом передачи $K = K_д K_{у.ц} K_{кл}$, где

$$K_{кл} = |K_у| = \left| \frac{d\Delta f_{кл}}{d\Delta u_у} \right|_{ab};$$

$K_{у.ц}$ — коэффициент передачи управляющей цепи — пикового детектора и управляющего каскада (крутизна кривой на участке ab, рис. 22-32, б). Аналогично протекает процесс

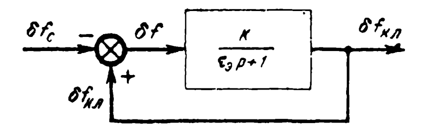


Рис. 22-33. Структурная схема линеаризованной системы АПЧК.

и при возрастании $f_с$. Рабочая точка движется вправо (рис. 22-32, а) до тех пор, пока амплитуда импульсов ЧД достигнет величины $U_{и.гр}$, после чего система переходит в режим поиска.

Следовательно, существует максимальная частота сигнала $f_{с.макс}$ (и соответствующая ему максимальная частота клистрона $f_{кл.макс}$), превышение которой переводит систему в режим поиска. Ясно, что

$$f_{гр} = f_{с.макс} - f_{кл.макс}.$$

Рабочая зона клистрона должна быть выбрана так, чтобы частота $f_{кл.макс}$ лежала на линейном участке характеристики клистрона вблизи ее верхнего сгиба.

Так как рабочий участок характеристики ЧД расположен левее $f_{гр}$ и область $f > f_{гр}$ является нерабочей, характеристику ЧД выбирают несимметричной, располагая ее линейный участок ab в основном левее переходной частоты f_0. Номинальное значение промежуточной частоты $f_{про}$ приемника (рис. 22-32, а) выбирается меньше, чем f_0 и $f_{гр}$.

Учитывая, что

$$f_{кл} = f_{кл.макс} - K_{кл}(u_у - U_{у.мин}) \qquad (22\text{-}12)$$

(где $U_{у.мин}$ соответствует переходу в режим поиска) и обозначая

$$\delta f = f_{гр} - f; \quad \delta f_с = f_{с.макс} - f_с;$$

$$\delta f_{кл} = f_{кл.макс} - f_с \qquad (22\text{-}13)$$

с учетом написанных выше равенств, получаем для установившегося режима при постоянном отклонении частоты сигнала $\delta f_с$:

$$\delta f = \frac{\delta f_с}{1 + K}.$$

Если учтем далее инерционность управляющей цепи, то приходим к структурной схеме статической системы АСЧ (рис. 22-33), записанной для парциальных отклонений (22-13). Для ее анализа применимы все высказанные ранее положения о свойствах таких систем, если только рабочие точки не выходят за пределы линейных участков характеристик. Верхняя граница полосы удержания определяется частотой $f_{с.макс}$, при которой $f = f_{гр}$; нижняя граница, как и в системах АСЧ, определяется касанием кривой $U_н(f)$ и прямой AB, идущей под углом α, причем $\operatorname{ctg}\alpha = K_{у.ц} K_{кл}$ (точка M на рис. 22-34). Уравнение прямой AB имеет вид:

$$U_и = \frac{f - f_{гр} - \delta f_с}{K_{кл} K_{у.ц}} + U_{и.гр}.$$

Таким образом, автоподстройка может осуществляться в диапазоне частот сигнала $f_{с.макс} - f_{с.мин}$, где

$$f_{с.мин} = f_{с.макс} - \delta f_{уд}.$$

Минимальному значению частоты сигнала $f_{с\ мин}$ соответствует минимальное значение частоты клистрона $f_{кл.мин} = f_{с.мин} - f_{мин}$. Верхняя граница полосы схватывания совпадает с верхней границей полосы удержания. Нижняя граница определяется той же прямой AB. Действительно, состояния равновесия между точками A и N уже не будут устойчивыми, поскольку для них $U_и < U_{и.гр}$. Для любой прямой, лежащей между AB и $A'B'$, после очередного периода пилы поиска разностная частота будет убывать от значения, большего f_0 до тех пор, пока не достигнет устойчивой равновесной точки, лежащей левее частоты $f_{гр}$. Таким образом, полосы удержания и схватывания здесь практически совпадают.

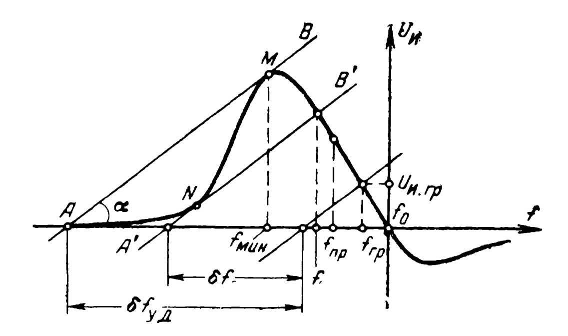


Рис. 22-34. Диаграмма для определения полос удержания и схватывания.

Система АПЧК с параллельным генератором поиска. Генератор поиска состоит из автогенератора синусоидальных колебаний $АГ$ и цепи формирования видеоимпульсов $ЦФ$ (рис. 22-35). В качестве промежуточных устройств используется пиковый детектор ($C_д$, $R_д$, участок сетка — катод лампы $Л$) и инерционный катодный усили-

тель (инерционное звено образуется элементами $R_ф$, $C_ф$ и внутренним сопротивлением лампы).

Примем, что в системе используется верхняя настройка клистронного гетеродина ($f_c<f_г$) и

$$f = f_{кл} - f_c.$$

Характеристики ЧД (см. рис. 22-32, *а*) в этой системе будут такими же, как для предыдущей системы.

Характеристики усилителя разностной частоты f учтены в дискриминационной кривой ЧД $U_и(f)$.

Импульсы с выхода ЧД поступают на пиковый детектор. При отрицательных расстройках (когда $f<f_0$) его выходное напряжение пропорционально амплитуде импульсов $u_д = K_{п.д}U_и$ ($K_{п.д}$ — коэффициент передачи пикового детектора); при положительных расстройках $f>f_0$, $u_д \approx 0$ (детектирования не происходит).

Заметим, что с ростом амплитуды импульсов напряжение на сетке лампы становится более отрицательным. Следовательно, установившееся напряжение $u_у$ на катоде лампы (которое подается как управляющее на клистрон) убывает до тех пор, пока лампа не запрется и на катоде установится постоянное отрицательное напряжение $u_у = -E_а$.

Система может работать в двух режимах. При поиске импульсы с выхода ЧД не поступают (или имеют достаточно малую амплитуду). Схема, состоящая из *АГ*, *ЦФ* и усилителя действует в этом режиме как генератор пилообразных колебаний. В полупериод T_1 (рис. 22-36) автогенератор *АГ* генерирует синусоидальные колебания, которые преобразуются в *ЦФ* в видеоимпульсы значительной амплитуды, поступающие через цепь суммирования на пиковый детектор. В результате этого лампа запирается и напряжение $u_у$ на ее катоде падает по экспоненте с постоянной времени $R_фC_ф$ до тех пор, пока в результате действия напряжения $u_у$ (при $u_у = U_{у.ср}$) сорвутся колебания *АГ*. Импульсы на *ПД* не поступают, лампа *Л* отпирается и напряжение на ее катоде возрастает (полупериод T_2). При некотором напряжении $u_у = U_{у.в}$ вновь возникают автоколебания и процесс повторяется. Таким образом, напряжение имеет вид пилообразных колебаний, и частота колебаний клистрона изменяется в достаточно широком диапазоне — имеет место поиск по частоте. Заметим, что обязательным условием возникновения этих колебаний является неравенство порогов срыва и возбуждения *АГ*:

$$|U_{у.в}| > |U_{у.ср}|.$$

В режиме слежения установившееся напряжение $u_у$ пропорционально напряжению $u_д$, а следовательно, амплитуде импульсов $U_и$ (рис. 22-37). По мере уменьшения $U_и$ напряжение $u_у$ увеличивается до тех пор, пока не достигнет величины $U_{у.в}$, после чего система перейдет в режим поиска. Точке перехода соответствуют напряжение $U_{и.гр}$ и частота $f_{гр}$, выше которой невозможен режим слежения. Следовательно, как и в предыдущей схеме, режим слежения возможен лишь в области $f<f_{гр}$. Заметим, что рабочим является участок *ab* зависимости $u_у(U_и)$ (рис. 22-37, *а*).

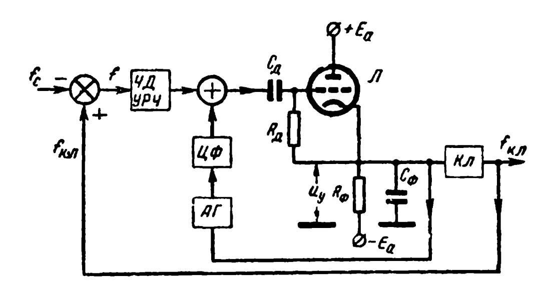


Рис. 22-35. Функциональная схема системы АПЧК с параллельным генератором поиска.

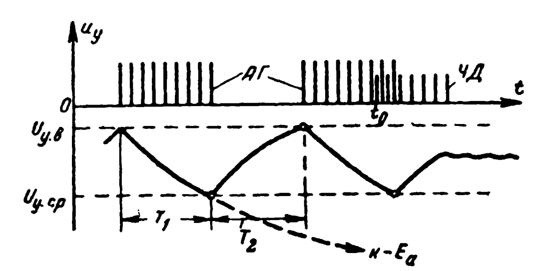


Рис. 22-36. Временные диаграммы работы цепей автопоиска. На диаграмму $u_у$ нанесены импульсы автогенератора АГ и частотного дискриминатора ЧД (последние возникают в момент t_0 и для наглядности показаны меньшей амплитуды).

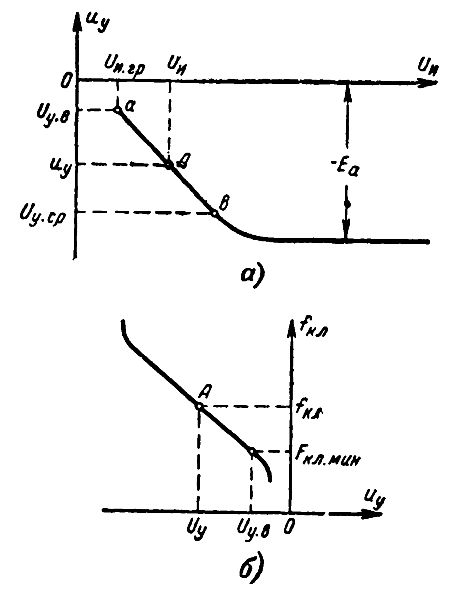


Рис. 22-37. Характеристики отдельных элементов цепи АПЧК с параллельным генератором поиска. *а* — усилителя; *б* — клистрона.

Переход из режима поиска в режим слежения происходит при появлении импульсов с выхода ЧД; захват осуществляется во время восходящего участка пилообразного напряжения, когда автоколебания *АГ* сорваны (полупериод T_2, рис. 22-36).

Процесс подстройки при изменении частоты сигнала f_c относительно исходного состояния *А* (см. рис. 22-37 и 22-32, *а*) происходит так. При уменьшении f_c разностная частота $f=f_{кл}-f_c$ возрастает, $U_и$

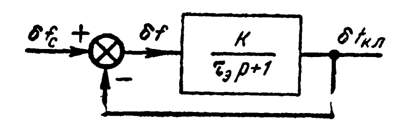


Рис. 22-38. Структурная схема АПЧК с параллельным генератором поиска для парциальных отклонений.

падает (рис. 22-32, *а*), $u_у$ увеличивается (рис. 22-37, *а*), $f_{кл}$ уменьшается (рис. 22-37, *б*). Следовательно, уменьшение f_c влечет за собой уменьшение $f_{кл}$ до тех пор, пока не будет достигнута частота $f_{гр}$, после чего система перейдет в поиск. Частоте $f_{гр}$ соответствует некоторая минимальная частота сигнала $f_{с.мин}$ и клистрона $f_{кл.мин}$, так что

$$f_{гр} = f_{кл.мин} - f_{с.мин}.$$

При $f_c<f_{с.мин}$ (а следовательно, $f>f_{гр}$) захват невозможен.

Рабочая область клистрона должна быть выбрана таким образом, чтобы точка $f_{кл.мин}$ лежала вблизи нижнего сгиба характеристики $f_{кл}(u_у)$ (рис. 22-37, *б*).

Для рабочих участков характеристик отдельных элементов можно записать:

$$U_и = K_д(f_0 - f);\; U_{и.гр} = K_д(f_0 - f_{гр});$$
$$u_у = U_{у.в} - K_{у.ц}(U_и - U_{и.гр});$$
$$f_{кл} = f_{кл.мин} + K_{кл}(U_{у.в} - U_у).$$

Здесь

$$K_д = |K_{ч.д}|;\; K_{кл} = |K_у|,$$

$K_{у.ц}$ — коэффициент передачи усилителя и пикового детектора.

Вводя обозначения:

$$\delta f_c = f_c - f_{с.мин};\; \delta f_{кл} = f_{кл} - f_{кл.мин};$$
$$\delta f = f_{гр} - f,$$

а также учитывая написанные равенства, находим:

$$\delta f = -\frac{\delta f_c}{1+K},$$

где

$$\Lambda = K_д K_{у.ц} K_{кл}.$$

Принимая во внимание инерционность усилителя (постоянная времени $\tau_э = R_ф C_ф$), получаем структурную схему на рис. 22-38, которая для парциальных отклонений вполне аналогична структурной схеме на рис. 22-33.

Все сказанное относительно выбора номинального значения промежуточной частоты, полос удержания и схватывания для схемы на рис. 22-31 вполне применимо к рассматриваемой схеме.

Фазовые системы АСЧ

Функциональная схема, основное уравнение системы. Фазовые системы автоматического слежения за частотой (ФАСЧ) нашли широкое применение в разнообразнейших радиотехнических устройствах, где они известны как системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП). Внимание, которое уделяется системам ФАСЧ, обусловлено не только особыми динамическими свойствами этой системы, но также и тем, что в некоторых условиях эта система является оптимальной. Заметим, что иногда возникает необходимость осуществить слежение за фазой колебаний. Эта задача решается с помощью систем, тождественных по структуре системам, осуществляющим слежение за частотой, поскольку отклонение частот $\Delta\omega$ и разность фаз φ колебаний связаны между собой известным соотношением

$$\varphi = \frac{1}{2\pi}\int \Delta\omega(t)\,dt + \varphi_0.$$

Функциональная схема ФАСЧ представлена на рис. 22-39. На фазовый детектор *ФД* поступают колебания внешнего генератора частоты f_c и следящего генератора

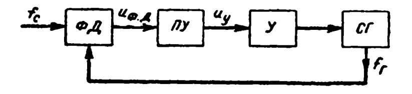


Рис. 22-39. Функциональная схема фазовой системы автоматического слежения за частотой (ФАСЧ) или фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

тора частоты $f_г$. После преобразования выходное напряжение проходит промежуточные устройства *ПУ* и затем поступает на управитель частоты. В отличие от частотной системы АСЧ сравнение частот здесь происходит в фазовом детекторе. Если f_c постоянна, то $f_г$ может быть постоянным, если напряжение на управителе $u_у$ постоянно. Следовательно, выходное напряжение $u_{ф.д}$ детектора *ФД* также должно оставаться неизменным. Поскольку

$$u_{ф.д} = K_д \cos\varphi,$$

требуется постоянство разности фаз, что может быть только при одинаковых частотах. (Коэффициент $K_д$ имеет размерность напряжения).

Следовательно, в установившемся режиме частота следящего генератора $f_г$ равна частоте входного сигнала: $f_с = f_г$ (если, конечно, $f_с$ постоянно). Таким образом, система ФАСЧ является астатической. Характерная особенность этой системы состоит также в том, что она содержит нелинейный элемент с периодической нелинейностью. Если амплитуда одного из напряжений — сигнала $U_{mс}$ или следящего генератора $U_{mг}$ — много меньше другого, то $K_д$ пропорционально наименьшему из двух напряжений (см. стр. 149). Если они одинаковы

$$U_{mс} = U_{mг} = U_m,$$

то $K_д$ пропорционально U_m. Так как коэффициент $K_д$ является сомножителем общего коэффициента передачи K, возникает задача его стабилизации. В некоторых случаях это удается сделать с помощью ограничителя или системы автоматической регулировки усиления; в противном случае с изменением параметра приходится считаться.

Величина $K_д$ равна максимальному напряжению на выходе *ФД*, которому соответствует наибольшее возможное напряжение $u_у$:

$$u_{у.макс} = K_д K_{п.у}$$

($K_{п.у}$ — коэффициент передачи промежуточных устройств). Следовательно, максимально возможное отклонение частоты следящего генератора равно:

$$\Delta f_{г.макс} = K_у u_{у.макс} = K_у K_д K_{п.у} = K.$$

Очевидно, величина $2K$ равна полосе удержания системы $2\Delta f_{уд} = 2K$, поскольку именно такова общая величина максимального отклонения частоты сигнала, на которую можно отклонить частоту генератора в установившемся режиме (ниже это положение доказывается более строго). Поскольку в состав системы входит нелинейный элемент, непосредственное определение передаточной функции системы по передаточным функциям элементов невозможно. Поэтому запишем соотношения, описывающие отдельные элементы системы:

фазовый детектор

$$u_{ф.д} = K_д \cos\varphi; \qquad (22\text{-}14)$$

$$\varphi = 2\pi \int_0^t (f_с - f_г)\,dt = \frac{2\pi}{D}\Delta f, \qquad (22\text{-}15)$$

где

$$\Delta f = f_с - f_г \text{ — расстройка;} \qquad (22\text{-}16)$$

промежуточное устройство

$$u_у = F(D) u_{ф.д}; \qquad (22\text{-}17)$$

$F(D)$ — передаточная функция промежуточных устройств (фильтрующих цепей). Усиление в этих устройствах без ограничения общности отнесем к управителю частоты, так что $F(0) = 1$;

управитель частоты

$$\Delta f_г = K_у u_у, \qquad (22\text{-}18)$$

где $\Delta f_г = f_г - f_{г0}$ — отклонение частоты генератора от номинального значения, соответствующего $u_у = 0$.

В соответствии с написанными соотношениями на рис. 22-40 построена структурная схема, содержащая один нелинейный элемент.

Используя равенства (22-16)—(22-18), составим уравнение для разности фаз колебаний φ:

$$D\varphi = 2\pi(f_с - f_{г0}) - 2\pi K_у K_д \cos\varphi\, F(D).$$

Введем в рассмотрение отклонение круговой частоты сигнала

$$\Delta\omega_с = \omega_с - \omega_{с0}.$$

Тогда

$$D\varphi + 2\pi K F(D)\cos\varphi = \Delta\omega_н + \Delta\omega_с = \Delta\omega. \qquad (22\text{-}19)$$

Здесь $\Delta\omega_н = \omega_{с0} - \omega_{г0} = 2\pi(f_{с0} - f_{г0})$ — величина начальной расстройки между номинальными частотами сигнала и генератора; $\Delta\omega = \Delta\omega_н + \Delta\omega_с$ — общее отклонение частоты.

Рассмотрим состояния равновесия простейшей системы без фильтра. Так как при этом $F(D) = 1$, уравнение (22-19) запишется так:

$$\frac{d\varphi}{dt} + \Delta\omega_м \cos\varphi = \Delta\omega, \qquad (22\text{-}20)$$

где

$$\Delta\omega_м = 2\pi K = 2\pi K_д K_у$$

— максимально возможное отклонение круговой частоты следящего генератора. Для анализа уравнения (22-20) построим фазовый портрет системы (см. стр. 127), т. е. зависимость $\Psi = d\varphi/dt$ от φ при определенных постоянных значениях $\Delta\omega$ (рис. 22-41).

Состояниям равновесия соответствуют точки пересечения интегральных кривых с

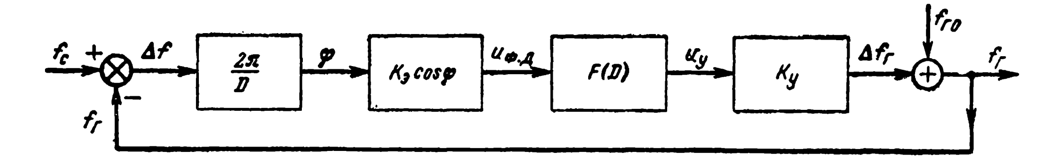


Рис. 22-40. Структурная схема ФАСЧ.

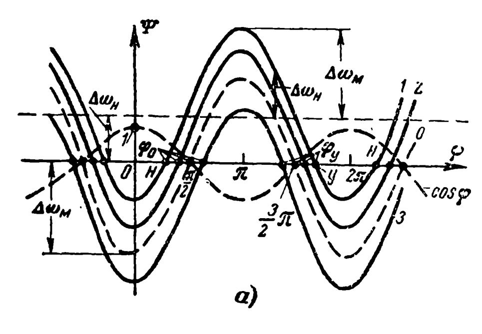
осью абсцисс. Для этих состояний

$$\Psi = \frac{d\varphi}{dt} = 0$$

и

$$\varphi = \arccos \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_м}.$$

Точки *У* соответствуют устойчивым состояниям равновесия, точки *Н* — неустойчивым.



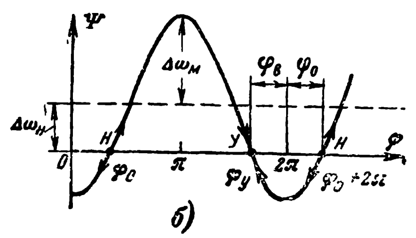


Рис. 22-41. Фазовый портрет системы ФАСЧ без фильтра (*а* — семейство интегральных кривых; *б* — отдельная интегральная кривая).

Интегральная кривая *0* соответствует $\Delta\omega_{0i}=0$; для интегральных кривых *1*, *2* $\Delta\omega_{01} > \Delta\omega_{02} > 0$, для кривой *3* $\Delta\omega_{03}<0$.

Для устойчивых состояний

$$\varphi = \varphi_у = -\varphi_0 \pm 2k\pi, \quad k = 0,\ 1,\ 2\ \ldots \qquad (22\text{-}21)$$

Для неустойчивых состояний

$$\varphi = \varphi_н = \varphi_0 \pm 2k\pi, k=0,\ 1,\ 2\ \ldots,$$

где

$$\varphi_0 = \arccos \Delta\omega/\Delta\omega_м \qquad (22\text{-}22)$$

— главное значение обратной тригонометрической функции.

Ясно, что состояния равновесия возможны только при условии $|\Delta\omega| \leqslant \Delta\omega_м$. При $|\Delta\omega| > \Delta\omega_м$ следящий генератор будет модулирован по частоте, поскольку рабочая точка непрерывно перемещается вдоль интегральной кривой в сторону нарастания (когда $\Delta\omega>0$) и убывания ($\Delta\omega<0$) угла φ. Таким образом, можно утверждать, что величина $2\Delta\omega_м$ является круговой полосой удержания системы. Одновременно этой же величиной определяется также полоса схватывания системы (для этих систем она носит специальное название **полоса захвата**). Каждая интегральная кривая соответствует определенному постоянному значению $\Delta\omega$, а каждая точка этой кривой — начальной величине разности фаз $\varphi_н$ в системе. Из рис. 22-41 видно, что процесс установления частоты всегда носит апериодический характер. Таким образом, анализ простейшей нелинейной системы позволяет на фазовой плоскости наглядно определить, какие из состояний равновесия устойчивы, а также установить, как ведет себя система при любых начальных условиях.

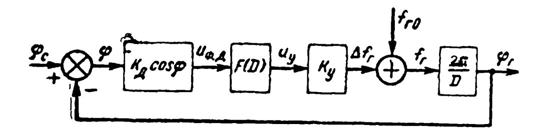


Рис. 22-42. Структурная схема фазовой системы автоматического слежения за фазой (ФАСФ).

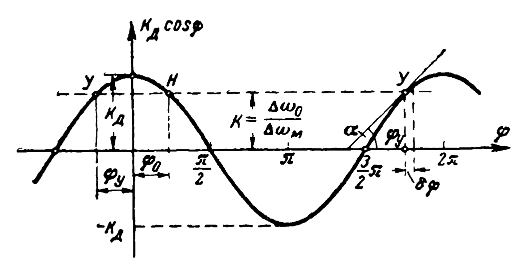


Рис. 22-43. Характеристика фазового детектора. *У* — равновесные состояния, у которых осуществляется линеаризация системы; *Н* — неустойчивые состояния равновесия.

Практический интерес представляет также фазовая система автоматического слежения за фазой (ФАСФ), когда осуществляется сравнение не частот, а фаз входных колебаний $\varphi_с$ и колебаний генератора $\varphi_г$. Учитывая, что $\varphi=\varphi_с-\varphi_г$ и $\varphi_г = 2\pi \int f_г(t)\,dt$, придем к структурной схеме (рис. 22-42), отличающейся от схемы ФАСЧ лишь местом включения интегрирующего звена, функции которого в данном случае падают на управитель частоты. Эта схема является также астатической и для нее справедливо все, что было изложено о состояниях равновесия системы ФАСЧ. В литературе обычно не делают различий между системами ФАСЧ и ФАСФ, называя ту и другую системой фазовой автоподстройки (ФАП).

Анализ линеаризованной системы. Основные закономерности процессов в системе с различной структурой фильтра $F(D)$ при малых отклонениях разности фаз можно выявить при линеаризации системы (см. стр. 126). Предположим, что общее отклонение частоты состоит из начального $\Delta\omega_0$, соответствующего исходной разности частот сигнала и генератора и дополнительного приращения частоты сигнала $\delta\omega_с(t)$. Будем считать величину $\Delta\omega_0$ постоянной. Ей соответствует рабочая точка *У* на нелинейной характеристике ФД (рис. 22-43), соответствующая разности фаз $\varphi_у = -\varphi_0 \pm 2k\pi$, где

φ_0 определяется равенством (22-22). Линеаризуем систему у этого состояния равновесия, для чего разложим функцию $u_{ф.д}(\varphi)$ в ряд у точки $У$, ограничиваясь двумя членами:

$$u_{ф.д} = K_д \cos\varphi = K_д \cos\varphi_у -$$
$$-K_д \sin\varphi_у \delta\varphi = K_д \cos\varphi_0 + K_д \sin\varphi_0 \delta\varphi.$$

Здесь $\delta\varphi$ — малое отклонение фазы, обусловленное отклонением частоты $\delta\omega_с$.

Постоянная составляющая напряжения ФД $u_{ф.д0} = K_д \cos\varphi_0$ определяет исходное равновесное состояние системы (рис. 22-43).

Таким образом, в результате приращения частоты сигнала $\delta f_0 = \dfrac{\delta\omega_с}{2\pi}$ напряжение на выходе ФД получает приращение

$$\delta u_{ф.д} = K_д \sin\varphi_0 \delta\varphi = K_д K_0 \delta\varphi,$$

где $K_0 = \operatorname{tg}\alpha = \sin\varphi_0$ — коэффициент, зависящий от начального отклонения частоты $\Delta\omega_0$.

Поскольку все остальные элементы системы линейны, то структурная схема на рис. 22-40 приводится к структурной схеме на рис. 22-44, справедливой лишь для малых отклонений фазы

$$\delta\varphi = \int \delta\omega(t)\,dt \ll \pi/2, \qquad (22\text{-}23)$$

где $\delta\omega = \delta\omega_с - \delta\omega_г$.

Заметим, что в системе не отображена инерционность фазового детектора. В дальнейшем эту инерционность отнесем к промежуточным устройствам и будем учитывать в передаточной функции $F(D)$. Считая, что последнее условие выполняется, можно найти реакцию системы на малый скачок частоты, на действие шумовых сигналов, вводимых в различные точки системы, а также сделать заключение об устойчивости исходной нелинейной системы при наличии фильтра. Последнее осуществляется на основании теоремы Ляпунова (см. стр. 123), поскольку структурная схема на рис. 22-44 соответствует уравнениям первого приближения. Если система с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{K_v F(p)}{p} = \frac{\delta f_г}{\delta f}$$
$$(K_v = 2\pi K_д K_у K_0)$$

устойчива, то исходная нелинейная система в рассматриваемом состоянии равновесия также устойчива. Неустойчивость линеаризованной системы свидетельствует о неустойчивости исходной нелинейной системы.

Типовыми системами ФАСЧ являются:

система с одчозвенным инерционным фильтром

$$F(p) = \frac{1}{Tp + 1}$$

(T — постоянная времени фазового детектора при отсутствии фильтра или постоянная времени фильтра, если последняя существенно больше первой);

система с форсирующим звеном (пропорционально-интегрирующим фильтром) выполненным по схемам на рис. 22-45.

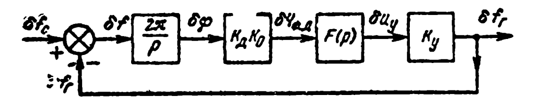


Рис. 22-44. Структурная схема линеаризованной системы.

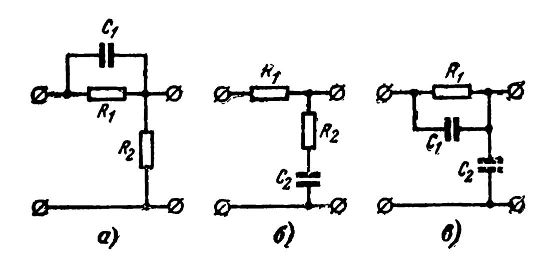


Рис. 22-45. Различные модификации форсирующих звеньев (пропорционально-интегрирующих фильтров), используемых в системах ФАСЧ.

а, б — с одной емкостью; *в* — с двумя емкостями.

Передаточная функция корректирующего фильтра

$$F_к(p) = K_к \frac{1 + T_к p}{1 + Tp}. \qquad (22\text{-}24)$$

Величины, входящие в эту формулу, выражаются:

для фильтра на рис. 22-45, *а*

$$K_к = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad T_к = R_1 C_1;$$
$$T = K_к C_1 R_1 = K_к T_к;$$

для фильтра на рис. 22-45, *б*

$$K_к = 1; \; T_к = R_2 C_2; \; T = (R_1 + R_2) C_2;$$

для фильтра на рис. 22-45, *в*

$$K_к = 1; \; T_к = R_1 C_1; \; T = R_1 (C_1 + C_2);$$

система с пропорционально-интегрирующим и инерционным фильтром:

$$F(p) = \frac{1 + T_к p}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}. \qquad (22\text{-}25)$$

В двух последних системах предполагается, что постоянная времени ФД достаточно мала. Все системы, за исключением последней, устойчивы при любых параметрах системы. Однако при увеличении K_v структура системы может меняться, поскольку возникает необходимость в учете малых параметров. Для системы с пропорционально-интегрирующим и инерцион-

ным фильтром устойчивость достигается при условии, что (см. стр. 51)

$$K_v < \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2 - T_к (T_1 + T_2)}.$$

В некоторых случаях в промежуточных устройствах используется дополнительный интегратор; такая система обладает астатизмом второго порядка. Рассмотрим особенности динамических режимов при малых ступенчатых приращениях частоты δf_c.

Система с однозвенным инерционным фильтром

Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{K_v}{p(Tp+1) + K_v} = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1},$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T}{K_v}}; \quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{TK_v}};$$

$$K_v = 2\pi K_у K_д K_0.$$

Частотные характеристики системы те же, что у звена второго порядка (см. стр. 22).

Переходная характеристика имеет удовлетворительную форму, если ζ близко к 0,5—1 и TK_v порядка единицы, так как при $\zeta<0{,}5$ процесс установления будет излишне колебательным, а при $\zeta>1$ — излишне продолжительным.

Эквивалентная полоса системы

$$\Delta F_э = \frac{K_v}{2}$$

зависит только от коэффициента передачи K_v и убывает с увеличением начального отклонения частоты $\Delta\omega_0$.

Уменьшение динамических ошибок в системе требует увеличения коэффициента передачи K_v. Это, однако, связано с расширением эквивалентной полосы. В такой системе невозможно сочетать узкую полосу с малыми динамическими ошибками (высоким значением K_v).

Система с пропорционально-интегрирующим и инерционным фильтром

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{K_v (T_к p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}.$$

Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{(T_к p + 1) K_v}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) + (1 + T_к K_v) p + K_v}.$$

Полагая в предыдущих выражениях $T_2=0$, получаем передаточные функции системы с форсирующим звеном (без дополнительного инерционного фильтра).

Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ), соответствующая благоприятному характеру переходных процессов, изображена на рис. 22-46. Здесь протяженность участка вблизи частоты среза ω_c не должна быть меньше декады. Для

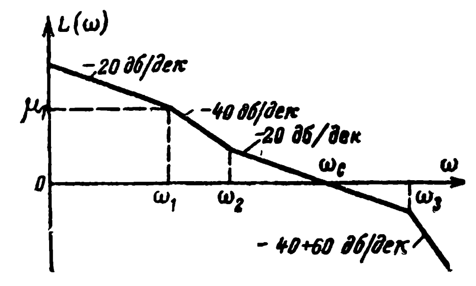


Рис. 22-46. Логарифмическая амплитудная характеристика линеаризованной системы с передаточной функцией.

нахождения показателей качества регулирования удобно пользоваться номограммами (см. рис. 2-60, стр. 62).

Важно отметить, что если для $K_0=1$ (т. е. $\Delta\omega_0=0$) переходный процесс будет благоприятным, то при увеличении начальной расстройки вследствие падения коэффициента K_0 (и K_v) переходный процесс может стать неудовлетворительным.

В рассматриваемой системе (см. табл. 21-8, стр. 75)

$$\Delta F_э = K_v \frac{T_к^2 K_v + (T_1 + T_2 + T_к)}{2(T_1 + T_2 + T_к - K_v T_1 T_2)}.$$

Здесь так же, как в предыдущей системе, увеличение K_v вызывает увеличение эквивалентной полосы системы. Это следует из последней формулы, если учесть, что для устойчивой системы $K_v T_1 T_2 < T_1 + T_2 + T_к$. Структурная схема линеаризованной системы автоматического слежения за фазой, соответствующая начальной частотной расстройке $\Delta\omega_0$, будет иметь вид, изображенный на рис. 22-47. Она отличается от схемы на рис. 22-44 лишь местом расположения интегрирующего элемента. Отсюда следует, что найденные динамические особенности ФАСЧ по отношению к отклонениям частоты, полностью сохраняются в системах ФАСФ для фаз колебаний.

Ошибки воспроизведения линеаризованных систем ФАСЧ. При вычислении ошибок воспроизведения решающее значение имеют предположения о характере управляющих и мешающих воздействий в системе. Управляющим воздействием будем считать ме-

няющиеся по линейному закону отклонения частоты входного сигнала $\delta\omega_c = v_0 t$ ($v_0 = \mathrm{const}$). Таким законом можно аппроксимировать, например, сигналы при слежении за искусственным спутником Земли (см. например, [Л. 3]). Заметим, однако, что такое предположение без оговорок, приведет к необходимости отказа от рассмотрения линеаризованной схемы, так как разность фаз

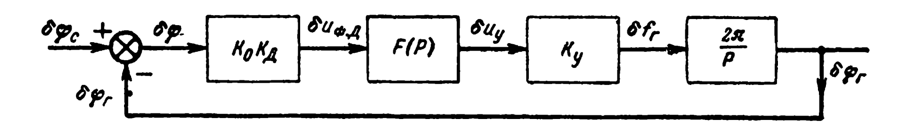


Рис. 22-47. Структурная схема линеаризованной системы слежения за фазой.

φ будет нарастать, поскольку $\delta\omega_г$ должно также возрастать, и рабочая точка будет скользить по нелинейной характеристике ФД. По той же причине необходимо с большой осторожностью пользоваться представлениями о разложении ошибки в ряд (использование коэффициентов ошибок). Действительно, если положить, что $\delta\omega_c$ представляется рядом с положительными коэффициентами, то неравенство (22-23) не выполняется и принятое представление о системе становится несправедливым. Тем не менее принятый закон изменения $\delta\omega_c$ можно использовать для сравнительно небольших отрезков времени, пока не произойдет существенного накопления разности фаз φ. Однако это время должно быть существенно больше длительности процессов установления в системе. Это необходимо, чтобы сделать допустимыми проводимые в дальнейшем операции усреднения по времени.

В качестве мешающего воздействия, поступающего вместе с сигналом, примем напряжение широкополосного (белого) шума. Так приближенно можно аппроксимировать напряжение на выходе УПЧ приемника с достаточно плоской частотной характеристикой, обусловленное внутренними шумами. Кроме того, положим, что на входе имеется синусоидальный сигнал частоты ω_c (который изменяется по закону $\omega_c = \omega_0 + \delta\omega_c = \omega_0 + vt$) и перед ФД установлен идеальный амплитудный ограничитель с порогом U_0 или система АРУ с жестким ограничением амплитуды сигнала. Тогда можно показать, что для малого по сравнению с U_0 уровня шума $U_ш(t)$ отклонение фазы обусловленное шумами,

$$\varphi_ш \approx \frac{U_ш(t)}{U_0},$$

а дисперсия фазовой ошибки

$$\sigma^2_{\varphi_ш} = \frac{2\sigma^2_ш}{U_0^2},$$

где $\sigma^2_ш$ — мощность шумов на входе ФД.

Отсюда находим спектральную плотность шумов фазы на входе ФД:

$$S_\varphi(\omega) = \frac{2\sigma^2_ш}{U_0^2\,\Delta f_э} = \frac{2N_0}{U_0^2},$$

где $\Delta f_э$ — шумовая полоса УПЧ, N_0 — спектральная плотность шумов на выходе УПЧ приемника. Сделанные предположения, очевидно, приведут к грубо ориентировочной оценке ошибок, обусловленных шумом и управляющим воздействием. Помимо этих воздействий учтем, кроме того, уходы частоты следящего генератора $\delta f_{п.г}$.

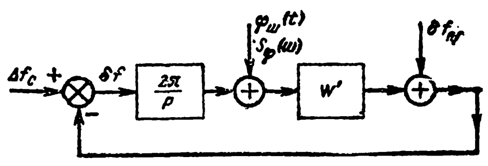


Рис. 22-48. Структурная схема фазовой системы АСЧ с учетом внешних воздействий.

Тогда структурная схема линеаризованной системы примет вид рис. 22-48. Здесь обозначено:

$$W' = K_д K_0 K_у F(p).$$

Заметим, что поскольку выходное напряжение ФД

$$u_{ф.д} = K_д \cos\varphi = K_{ф.д} U_0 \cos\varphi,$$

то

$$K_д = K_{ф.д} U_0,$$

где $K_{ф.д}$ — коэффициент передачи фазового детектора (см. стр. 170).

Ошибка воспроизведения в системе

$$\delta f_{вос} = \frac{\delta f_c}{1+W} - \frac{W'}{1+W}\varphi_ш - \frac{\delta f_{п.г}}{1+W}.$$

Динамическая ошибка установившегося режима

$$\delta f_{дин} = \frac{\delta f_c}{1+W} = \frac{v}{K_v},$$

поскольку система обладает астатизмом первого порядка.

Дисперсия составляющей ошибки, обусловленной нестабильностью частоты следя-

щего генератора

$$\sigma^2_{\text{вос.г}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{п.г}}(\omega) \, | \Phi_\theta (j\omega) |^2 \, d\omega,$$

где Φ_θ — передаточная функция по ошибке:

$$\Phi_\theta (p) = \frac{p}{p + K_v F(p)}.$$

Чем шире полоса пропускания системы, тем меньше эта ошибка. Чаще всего уход частоты генератора происходит сравнительно медленно и $\delta f_{\text{вос.п.г}} = 0$, т. е. медленные уходы частоты генератора компенсируются системой полностью.

Шумовая составляющая ошибки воспроизведения частоты

$$\delta f_{\text{вос.ш}} = -\frac{W'}{1 + W} \varphi_{\text{ш}}.$$

В связи с тем, что в сделанных выше предположениях относительно свойств шума не были учтены все его особенности, может оказаться, что при некоторых видах фильтра $F(p)$ дисперсия частотной ошибки будет бесконечно большой. Поэтому вычислим дисперсию ошибки фазы. Так как ошибка воспроизведения фазы

$$\delta\varphi_{\text{вос}} = \frac{2\pi}{p} \delta f_{\text{вос.ш}} = -\frac{W'}{1 + W} \frac{2\pi}{p} \varphi_{\text{ш}} = \Phi(p) \, \varphi_{\text{ш}},$$

то дисперсия этой ошибки

$$\sigma^2_{\text{вос}\,\varphi} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_\varphi(\omega) \, | \Phi(j\omega) |^2 \, d\omega = \frac{2N_0}{U_0^2} \Delta F_{\text{э}},$$

где $\Delta F_{\text{э}}$ — эквивалентная полоса системы.

Ее выражение для различных передаточных функций может быть найдено из табл. 21-8 (стр. 75). Тот же результат получается при использовании структурной схемы для слежения за фазой, если на вход вместе с фазой $\varphi(t)$ воздействует шумовой сигнал с «фазовым» шумом $\varphi_{\text{ш}}(t)$.

Может возникнуть задача оптимизации системы, а также задача синтеза. Для предположений, аналогичных сделанным выше, эти задачи решаются в ряде работ, например в [Л. 3] (критерий минимума дисперсии) или в [Л. 5, 6] (более сложный критерий оптимизации).

Особенности системы ФАСЧ при учете нелинейности. Если учесть нелинейность характеристики ФД, то анализ системы сильно усложняется [Л. 1, 6]. Наиболее существенные особенности системы для распространенных структур промежуточных устройств состоят в следующем.

При наличии инерционных промежуточных элементов $F(p) \neq 1$ полоса схватывания (захвата) системы становится меньшей полосы удержания $2\Delta f_{\text{сх}} < 2\Delta f_{\text{у.д}}$. Физическая причина этого состоит в уменьшении амплитуды колебаний разностной частоты на выходе инерционного фильтра по сравнению с амплитудой колебаний на выходе

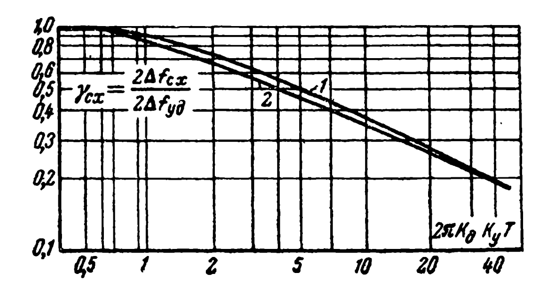


Рис. 22-49. Зависимость относительной полосы схватывания γ от относительной постоянной инерционного фильтра $T\Delta\omega_{\text{м}} = 2\pi K_{\text{д}} K_{\text{у}} T$.

ФД в режиме отсутствия синхронизма и, следовательно, в уменьшении амплитуды частотных отклонений следящего генератора. Заметим, что понятие «полоса схватывания» здесь остается тем же, что и для частотных систем: это область начальных отклонений частоты сигнала, при которой осуществляется подстраивающее действие системы (генератор входных колебаний и следящий генератор входят в синхронизм), если вначале системы находились вне области эффективной подстройки.

Для систем с однозвенным фильтром с постоянной времени T отношение полос схватывания и удержания $\gamma = 2\Delta f_{\text{сх}} / 2\Delta f_{\text{у.д}}$ убывает, начиная со значений T, больших некоторой величины $T > T_0 \approx 0{,}4/\Delta\omega_{\text{м}}$ (рис. 22-49).

Так как шумовая полоса системы $\Delta F_{\text{э}} = \frac{K}{2} = \frac{\Delta\omega_{\text{м}}}{4\pi} = 1/4 \; 2\Delta f_{\text{уд}}$, то стремление сузить эту полосу влечет за собой уменьшение полосы удержания. Между K и T должно выдерживаться определенное соотношение, вытекающее из требований к характеру переходных процессов. Например, при $\zeta = \frac{1}{2\sqrt{TK}} = 0{,}5$, $TK = 1$. Этим условием определяется степень уменьшения полосы схватывания по отношению к полосе удержания независимо от абсолютной величины эквивалентной полосы.

Некоторого увеличения полосы схватывания можно достигнуть введением пропорционально-интегрирующего фильтра, т. е. для системы с передаточной функцией промежуточных устройств

$$F(p) = \frac{1 + T_{\text{к}} p}{1 + Tp}.$$

Зависимость отношения полос схватывания и удержания γ от величины $A=\frac{8}{\pi}\Delta\omega_м T_к$ приведена на рис. 22-50. Для больших значений A величина γ стремится к пределу $\gamma\approx\sqrt{T_к/T}$; отсюда следует, что введение

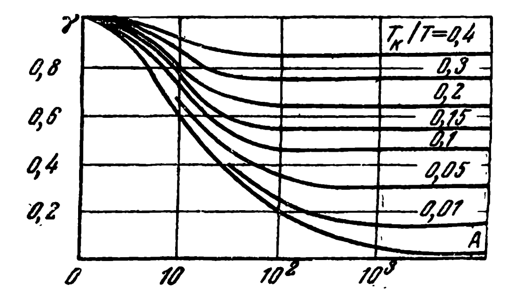


Рис. 22-50. Зависимость относительной полосы схватывания γ от величины $A=(8/\pi)K_д K_у T_к$ для различных параметров пропорционально-интегрирующего фильтра.

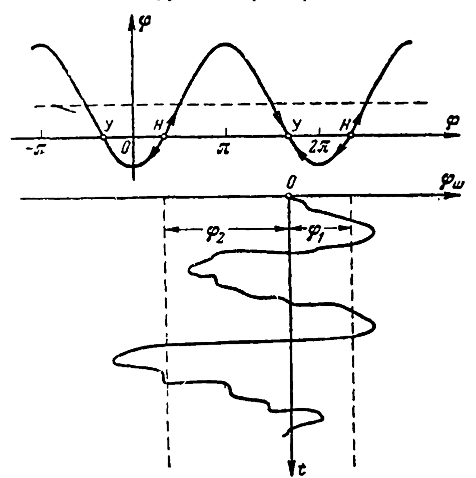


Рис. 22-51. Графическая иллюстрация явления расхождения частот, обусловленных фазовыми шумами $\Phi_ш$ большого уровня.

φ_1, φ_2 — границы, при достижении которых происходит изменение фазы на 2π — переход системы в новое устойчивое состояние равновесия. Граница φ_1 достигается чаще, чем φ_2, и в среднем $\overline{f_г}$ растет.

пропорционально-интегрирующего фильтра позволяет расширить полосу схватывания при той же постоянной времени T инерционного фильтра.

Действие помех достаточно большого уровня в системе ФАСЧ может привести к расхождению частот $f_с$ и $f_г$, т. е. возникновению дополнительной расстройки. Знак и величина этого расхождения совпадает со знаком начальной расстройки $\Delta\omega_н$ и будет тем больше, чем больше $\Delta\omega_н$. Физически это можно объяснить с помощью фазового портрета системы (рис. 22-50). При действии помех большого уровня и наличии начальной расстройки $\Delta\omega_н$ вероятность изменения фазы на 2π (переход системы в новое состояние равновесия $У$) будет неодинаковой. Если $\Delta\omega_н>0$, то рабочая точка переходит вправо (в сторону увеличения $f_г$) чаще, чем влево, т. е. среднее значение частоты $f_г$ будет больше $f_с$. При $\Delta\omega_н$ процесс будет обратным. Количественные характеристики этого явления описаны в [Л. 5] и некоторых других работах.

22-3. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Принцип действия

Измерение угловых координат целей основано на двух свойствах радиоволн — постоянстве скорости и прямолинейности распространения. Сигнал цели принимается на разнесенные в пространстве приемные антенны. Угловое положение цели определяется в результате сравнения этих сигналов. По способу сравнения различают два основных метода измерения — амплитудный (сравниваются амплитуды) и фазовый (сравниваются фазы). Измерение угловых координат может осуществляться при помощи систем с обзором пространства и систем автоматического сопровождения.

Системы с обзором пространства. Принцип действия таких систем рассмотрим на примере амплитудного метода измерения. Узкий луч совершает обзор заданной части пространства. Угловое положение антенны, при котором от цели поступают импульсы (сигналы), определяет направление на цель. Слежение за этим положением осуществляется автоматически. Поскольку в секторе обзора может оказаться несколько целей, можно определять угловые координаты всех этих целей, для чего необходимо иметь соответствующее число следящих систем.

Если угловое перемещение антенны от исходного положения OM до конечного направления ON (рис. 22-52, *а*) осуществляется равномерно (возврат в исходное положение происходит быстро), то углы γ_1, γ_2 ..., под которыми находятся цели $Ц_1$, $Ц_2$ ... по отношению к начальному положению OM, пропорциональны временны́м интервалам t_1, t_2 ... от начала каждого периода перемещения антенны до момента прохождения максимумом диаграммы направлений на соответствующую цель. Так как диаграмма направленности имеет конечную ширину θ_0, то на выходе радиоприемника от каждой цели появляется не один импульс, а группа или пачка импульсов (при работе в непрерывном режиме — пакет колебаний конечной длительности). Точность отсчета временны́х интервалов t_1, t_2 ... и соответственно углов γ_1, γ_2 ... зависит от того, с какой степенью точности можно зарегистрировать середину (центр) пачки импульсов.

Обработка пачки для уточнения положения ее середины может производиться различными способами. В некоторых случа-

ях такая обработка осуществляется с помощью временных различителей (см. стр. 201).

Выходные сигналы различителей используются для управления элементами систем, с помощью которых осуществляется

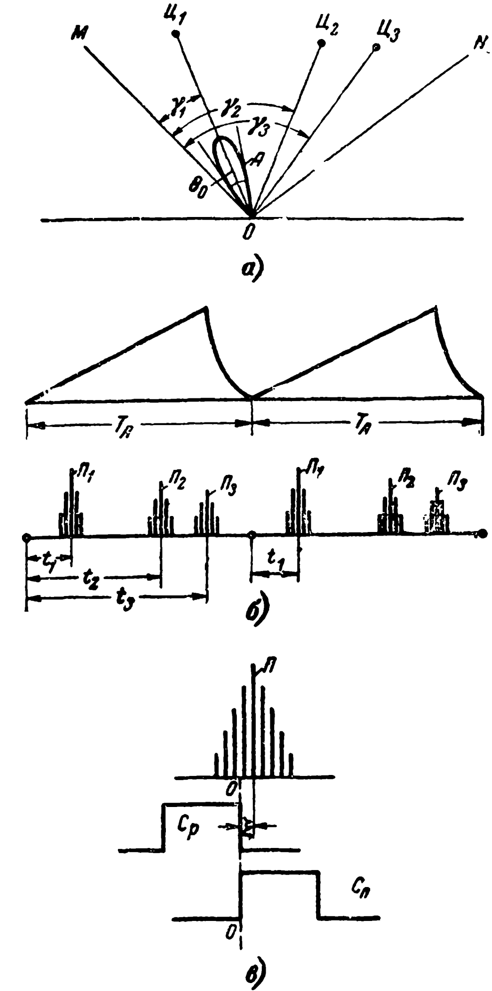


Рис. 22-52. Система автоматического определения угловых координат с обзором.

а — диаграмма для иллюстрации принципа действия; *б* — временные диаграммы перемещения луча и принятые импульсы; *в* — пачка импульсов *П* и селекторные импульсы $C_р$ и $C_п$; рассогласование в системе ξ.

сопровождение пачки по времени. Система отсчета угловых координат при этом вполне аналогична системе слежения за временным положением отраженных импульсов в автоматических радиодальномерах (см. § 22-4). Отличие здесь состоит в том, что вместо одного отраженного импульса следящие импульсы C_1 и C_2 (рис. 22-52, *в*) перекрывают пачку импульсов, а сигналом рассогласования в этой системе является различие ξ временного положения оси симметрии *ОО* следящих импульсов относительно середины («центра тяжести») пачки. Иногда в исполнительном устройстве используются не электронные интеграторы, а интегрирующие двигатели. Все основные свойства таких систем аналогичны свойствам соответствующих импульсных автоматических радиодальномеров [Л. 13].

Для обработки пачки импульсов и определения временных интервалов t_1, t_2 ... часто используются элементы цифровых машин. Рассмотрим весьма упрощенный вариант такой схемы [Л. 9, стр. 112].

С антенной системой сопряжен датчик углового положения антенны, например магнитный барабан *МБ*, на котором записаны угловые деления, выраженные количеством импульсов, пропорциональным углу поворота антенны относительно начального положения (рис. 22-53). Начало отсчета фиксируется выдачей нулевого импульса, нанесенного на магнитном барабане $МБ_0$ (единственная нулевая риска *0*). Оба сигнала считываются магнитными головками *МГ* и $МГ_0$.

Число импульсов между нулевым импульсом и импульсом от цели пропорционально угловому положению цели. Для более точного отсчета угловой координаты в системе осуществляется обработка пачки импульсов, в результате чего образуются два импульса: один из которых соответствует началу, а другой — концу пачки. В этом случае измеренное угловое положение цели (угол $\gamma_и$) находится из равенства

$$\gamma_и = 0{,}5(n_н + n_к),$$

где $n_н$ и $n_к$ — число импульсов, отсчитанных до начала и конца пачки соответственно.

Описанные операции составляют первичную обработку сигналов радиолокационной станции и могут быть выполнены, например, с помощью схемы на рис. 22-53.

Нулевой импульс с магнитной головки $МГ_0$ сбрасывает регистр азимута, и при вращении антенны на регистре фиксируется число импульсов, поступающих с магнитной головки *МГ*, пропорциональное углу поворота антенны. Сигналы, принятые антенной, проходят предварительный селектор *ПС*, в котором осуществляется предварительная селекция сигналов по дальности и углу, а затем поступают на блок обработки пачки *БОП*. В блоке *БОП* по сигналам приемника оптимальным образом (в известном смысле) определяются границы пачки: т. е. начало и конец.

При поступлении импульса начала пачки происходит через схемы И поразрядное считывание числа $n_н$ импульсов на накапливающий регистр, а при поступлении импульса конца пачки происходит считывание числа импульсов $n_к$. После суммирования и деления на два полученное число импульсов поразрядно считывается на схему распределения измерений, откуда поступает далее в ячейки памяти цифровой машины для осуществления последующей обработки. Съем данных с накапливающегося регистра на

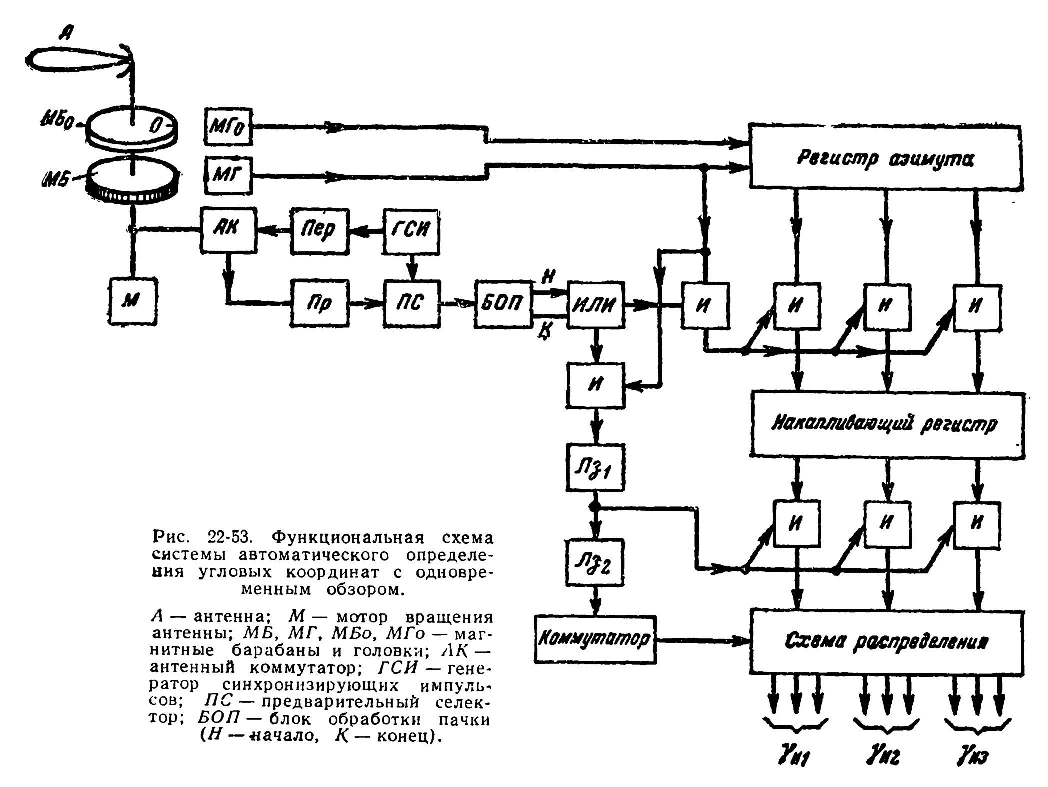


Рис. 22-53. Функциональная схема системы автоматического определения угловых координат с одновременным обзором.

А — антенна; *М* — мотор вращения антенны; *МБ, МГ, МБо, МГо* — магнитные барабаны и головки; *АК* — антенный коммутатор; *ГСИ* — генератор синхронизирующих импульсов; *ПС* — предварительный селектор; *БОП* — блок обработки пачки (*Н* — начало, *К* — конец).

схему распределения происходит в результате поступления импульса считывания, задержанного в линии задержки $Л_{з1}$ на небольшое время; после считывания этот же импульс, задержанный также на небольшое время в линии $Л_{з2}$, осуществляет сброс накапливающего регистра. После этого устройство оказывается подготовленным к фиксации координат следующей цели. Распределение целей осуществляется с помощью коммутатора, который действует от тех же импульсов сброса накапливающего регистра.

Число целей, угловые координаты которых можно определить таким способом зависит от объема памяти машин.

Системы автоматического сопровождения. В системах сопровождения осуществляется обработка радиосигналов (принятых направленной антенной системой), при которой выходное напряжение является функцией взаимного углового положения фронта волны (в месте приема) и поверхности раскрыва антенны.

Угловое положение фронта плоской радиоволны характеризуется перпендикуляром к ней, который направлен на источник излучения *Ц* (последний считается точечным, а расстояние до источника достаточно большим). Угловое положение раскрыва характеризуется перпендикуляром к раскрыву, проходящему через центр симметрии раскрыва, причем это направление называют р а в н о с и г н а л ь н ы м *РСН* (смысл названия уточняется ниже). Прием и обработка радиосигналов осуществляется в пеленгационном устройстве *ПУ* (рис. 22-54). Выходное напряжение $u_{п.у}$ пеленгационного устройства является функцией угла между направлением на источник радиоизлучения (угол γ) и равносигнальным направлением (угол $\gamma_и$), т. е. $u_{п.у} = f(\theta)$, где $\theta = \gamma - \gamma_и$, причем при $\theta = 0$, $u_{п.у} = 0$.

Выходное напряжение $u_{п.у}$ пеленгационного устройства (рис. 22-54) воздействует

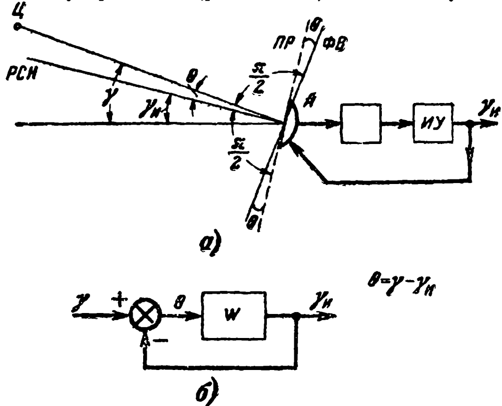


Рис. 22-54. Система автоматического сопровождения по направлению (АСН).

а — общая функциональная схема; *А* — антенна; *ПР* — плоскость раскрыва антенны; *ФВ* — фронт волны; *РСН* — равносигнальное направление; *ИУ* — исполнительное устройство; остальные элементы — пеленгационное устройство; *б* — общая структурная схема системы АСН.

на исполнительное устройство (*ИУ*), с помощью последнего изменяется угловое положение равносигнального направления, так что угол θ поддерживается достаточно малым (близким к нулю). Таким образом осуществляется непрерывное совмещение равносигнального направления с направлением, перпендикулярным фазовому фронту волны, т. е. направлению на цель. Исполнительное устройство может осуществлять поворот всей антенной системы или изменять электрическое состояние отдельных ее узлов. В результате образуется замкнутая следящая система, в которой осуществляется слежение за входным углом γ. Выходной (регулируемой) величиной следящей системы является измеренное значение $\gamma_и$ входного угла, причем угол $\gamma_и$ с точностью до ошибок следящей системы будет равным входному углу γ.

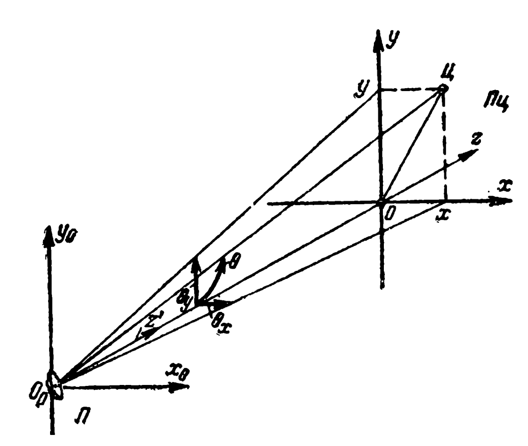


Рис. 22-55. Иллюстрация системы координат, используемой при пространственном сопровождении цели *Ц* по направлению.

$O_0Ц$ — линия цели; O_0O — равносигнальное направление.

Разделение системы на пеленгационное и исполнительное устройство условно; оно удобно с точки зрения трактовки работы системы.

Структурная схема на рис. 22-54, *б* поясняет функционирование системы автоматического сопровождения по направлению. Здесь W — передаточная функция разомкнутой системы — обозначает совокупность операций, которые осуществляются над угловым рассогласованием θ для получения угла $\gamma_и$.

В реальной системе можно измерить только угол $\gamma_и$, в то время как угол γ не отображается никакой электрической величиной, а угловое рассогласование θ отображается лишь в виде напряжения на выходе пеленгационного устройства. В общем случае углы γ, $\gamma_и$ и θ являются пространственными.

Один из наиболее распространенных способов пространственного перемещения равносигнального направления при слежении за целью в двух взаимно перпендикулярных направлениях x и y иллюстрируется рис. 22-55. Здесь изображены картинные плоскости $П_ц$ и $П$, проходящие через цель *Ц* и точку установки системы соответственно, и углы рассогласований θ_x и θ_y, а также угол θ. В системе АСН имеются два раздельных исполнительных устройства, осуществляющих перемещение равносигнального направления вдоль осей x и y. Преобразование углового рассогласования θ в напряжении $u_{п.уx}$ и $u_{п.уy}$, пропорциональные угловым рассогласованиям θ_x и θ_y, осуществляется в пеленгационном устройстве, имеющем два выхода. Одну из координатных осей x называют обычно азимутальной, другую y — угломестной (или наклонной).

Отметим две характерные особенности следящих систем автоматического сопровождения по направлению:

система одновременно может сопровождать только одну выбранную заранее цель;

система в принципе может быть непрерывной, поскольку информация об угловом положении цели поступает непрерывно.

В дальнейшем рассматриваются различные принципы построения пеленгационных и исполнительных устройств систем АСН и приведены некоторые сведения по анализу отдельных составляющих ошибки воспроизведения для характерных управляющих и мешающих воздействий.

Общие характеристики пеленгационных устройств систем АСН

Пеленгационные характеристики и их особенности. Пеленгационной характеристикой называется зависимость выходного напряжения пеленгационного устройства от углового рассогласования: $u_{п.у}=f(\Theta)$ (рис. 22-56). При $\Theta=0$, $u_{п.у}=0$. Участок *ab* вблизи начала координат близок к линейному. Для него

$$u_{п.у} = K_{п.у}\,\Theta,$$

где

$$K_{п.у}=\left(\frac{du_{п.у}}{d\Theta}\right)_{\Theta=0}$$

— коэффициент передачи пеленгационного устройства, *в/град*.

Поскольку $K_{п.у}$ является сомножителем общего коэффициента передачи системы АСН, необходимо принять меры для того, чтобы величина $K_{п.у}$ менялась мало при колебаниях интенсивности радиосигнала на входе радиоприемника. Это достигается использованием систем АРУ, логарифмических усилителей или (где это возможно и целесообразно) амплитудных ограничителей. Если не принять никаких мер по стабилизации $K_{п.у}$, динамические характеристики системы АСН, которые определяются общим коэффициентом передачи системы, будут неконтролируемыми, т. е. будут определяться такими случайными величинами, как расстояние до

источника радиоизлучения, эффективная отражающая поверхность цели и т. д.

Величина $K_{п.у}$ зависит от параметров антенны, а также от некоторых фиксированных параметров усилительного тракта пеленгационного устройства. Если $K_{п.у}$ не зависит от интенсивности радиосигнала, то крутизна пеленгационной характеристики не зависит от коэффициента усиления радиоприемника.

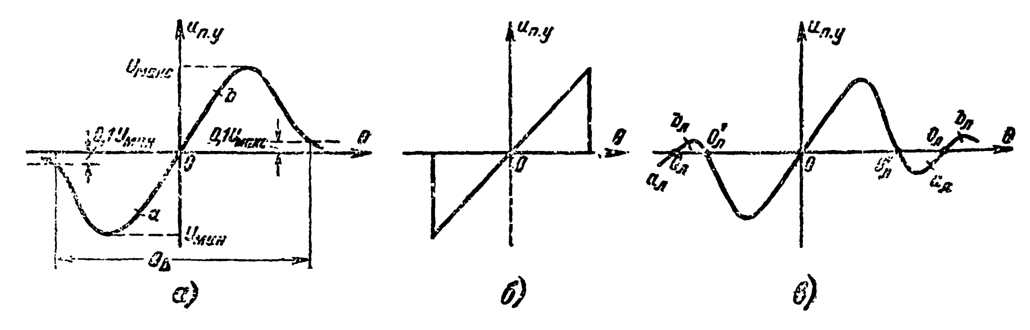


Рис. 22-56. Пеленгационные характеристики систем АСН.

а — без ложных равносигнальных направлений, θ_Δ — апертура, отсчитанная между уровнями $0{,}1\ U_{макс} - 0{,}1\ U_{мин}$; *б* — лучшая с точки зрения обеспечения избирательности по углу; *в* — с ложными равносигнальными направлениями $O_л$.

Важным параметром пеленгационной характеристики является ее **раствор** или **апертура** Θ_Δ (рис. 22-56), которая определяет избирательность системы АСН по угловой координате. С точки зрения избирательности наиболее благоприятную форму будет иметь характеристика на рис. 22-56, *б*.

Во многих случаях пеленгационная характеристика может иметь несколько нулевых точек, так что образуются ложные равносигнальные направления $O_л$. Для того чтобы исключить возможность захвата и сопровождения источника радиоизлучения ложными равносигнальными направлениями, необходимо обеспечить малую крутизну пеленгационной характеристики в этих точках и малую протяженность этих участков. Заметим, что захват в точках $O'_л$ невозможен, поскольку здесь коэффициент передачи системы будет отрицательным.

Классификация пеленгационных устройств. Пеленгационные устройства с точки зрения построения систем АСН в соответствии со способом образования равносигнального направления удобно разделить на пеленгационные устройства с одновременным и последовательным сравнением сигналов.

Это разделение принято относить также к системе АСН в целом, поскольку в принципиальном отношении пеленгационное устройство является наиболее важным элементом системы, определяющим ее основные свойства.

Система с одновременным сравнением сигналов для получения информации об угловом рассогласовании в одной плоскости имеет **две** разнесенные в пространстве точки фокусировки. Сигналы, сфокусированные в этих точках, обрабатываются и одновременно сравниваются между собой.

Поскольку информация об угловом рассогласовании получается в таких системах сразу в результате сравнений, их называют также системами **с мгновенной равносигнальной зоной** или **моноимпульсными**. Последнее название означает, что информацию об угловом рассогласовании можно получить в принципе за время одного импульса; однако оно не относится к характеристике режима работы системы, поскольку системы с одновременным сравнением сигналов могут применяться как при импульсном, так и непрерывном режиме работы.

В системе АСН с одновременным сравнением сигналов могут использоваться различные способы обработки сигналов.

Система с последовательным сравнением сигналов для получения информации об угловом рассогласовании имеет **одну** точку фокусировки, которая периодически перемещается, занимая последовательно различные положения в пространстве. Информация об угловом рассогласовании получается в результате сравнения сигналов, сфокусированных в различных точках пространства в различные моменты времени. Обычно точка вращается (коническое сканирование).

Для получения напряжения, пропорционального угловому рассогласованию, необходимо время, равное нескольким периодам перемещения. Поэтому такие системы называют также системами **с интегральной равносигнальной зоной**.

Информация об угловом рассогласовании Θ может заключаться как в амплитудах, так и в фазах радиосигналов, поступающих от антенн пеленгационного устройства, т. е. при построении пеленгационных устройств можно использовать амплитудные и фазовые диаграммы направленности ан-

тенн. В соответствии с этим системы с одновременным и последовательным сравнением сигналов могут быть амплитудными (с амплитудной пеленгацией) и фазовыми (с фазовой пеленгацией).

В зависимости от того, как используются антенны пеленгационного устройства, различают пассивную (одностороннюю) и активную (двустороннюю) пеленгацию. В случае пассивной пеленгации антенны используются только для приема радиосигналов и напряжение на нагрузке антенны пропорционально величине нормированной диаграммы $F(\beta)$ по полю (β — угол между максимумом диаграммы и направлением на источник излучения), а разность фаз (фазовый набег) определяется разницей расстояний между точками приема антенной системы.

Активная пеленгация применяется лишь при определении угловых координат пассивных целей, которые облучаются передатчиком системы АСН; при этом как облучение, так и прием колебаний должен осуществляться через одни и те же антенные системы. При активной пеленгации напряжение на нагрузке пропорционально диаграмме по мощности (т. е. $F^2(\beta)$), а фазовый набег удваивается по сравнению с пассивной пеленгацией.

Пеленгационные устройства

Амплитудная пеленгация с одновременным сравнением сигналов и логарифмической обработкой. Действие пеленгационного устройства рассмотрим на примере пассивной пеленгации в одной координатной плоскости (рис. 22-57). Максимумы диаграмм направленности *I* и *II* антенной системы расположены под углом β_0 к линии *OO* их взаимного пересечения. Сигналы, полученные в двух точках приема *1* и *2*, после преобразования (*Г*-гетеродин, *СМ* — смесители) проходят логарифмические усилители промежуточной частоты $ЛУ_1$ и $ЛУ_2$, амплитудные детекторы $Д_1$ и $Д_2$, а затем амплитуды сигналов сравниваются в амплитудном различителе *АР*, осуществляющем операцию вычитания сигналов. Использование амплитудных различителей обусловлено необходимостью сделать коэффициент передачи $K_{п.у}$ пеленгационного устройства не зависящим от амплитуды принятого радиосигнала. Напряжение на выходе пеленгационного устройства

$$u_{п.у} = K_{а.р}(U_{дI} - U_{дII}),$$

где $K_{а.р}$ — коэффициент передачи амплитудного различителя,

$U_{дI}$ и $U_{дII}$ — величины сигналов на выходе амплитудных детекторов.

Если направление на цель *Ц* отклонено на угол Θ от линии 0, (т. е. цель расположена под углом $\beta_0 - \Theta$ относительно направления *М* максимума диаграммы $F(\beta)$), то напряжения u_1 и u_2 на входе смесителей равны соответственно:

$$u_1 = U_{m0}F(\beta_0 - \Theta)\sin(\omega t - \varphi_1); \quad (22\text{-}26)$$

$$u_2 = U_{m0}F(\beta_0 + \Theta)\sin(\omega t - \varphi_2), \quad (22\text{-}27)$$

где U_{m0} — амплитуда напряжения в направлении максимума;

$F(\beta)$ — нормированная диаграмма направленности по полю ($F(0) = 1$).

Характеристика логарифмического усилителя изображена на рис. 22-58. Если амплитуда сигнала на его входе превосходит некоторую величину $U_{вх0}$, то амплитуда напряжения

$$U_{вых} = U_0\left[\ln\frac{U_{вх0}}{U_0} + 1\right],$$

где U_0 — выходное напряжение в точке перехода логарифмического участка в линейный. Полагая логарифмические усилители $ЛУ_1$ и $ЛУ_2$ идентичными, для напряжений $U_{дI}$ и $U_{дII}$ можно в соответствии с приведенными формулами записать:

$$U_{дI} = K_{д1}U_0\left[\ln\frac{U_{m0}F(\beta_0 - \Theta)}{U_0} + 1\right];$$

$$U_{дII} = K_{д2}U_0\left[\ln\frac{U_{m0}F(\beta_0 + \Theta)}{U_0} + 1\right],$$

где $K_{д1}$ и $K_{д2}$ — коэффициенты передачи амплитудных детекторов, которые мы положим одинаковыми и равными $K_д$. Следовательно, выходное напряжение пеленгационного устройства (пеленгационная характеристика)

$$u_{п.у} = K_д U_0 K_{а.р}\left[\ln\frac{K_{см}U_{m0}F(\beta_0 - \Theta)}{U_0} - \ln\frac{K_{см}U_{m0}F(\beta_0 + \Theta)}{U_0}\right] = K_д U_0 K_{а.р}\ln\frac{F(\beta_0 - \Theta)}{F(\beta_0 + \Theta)},$$

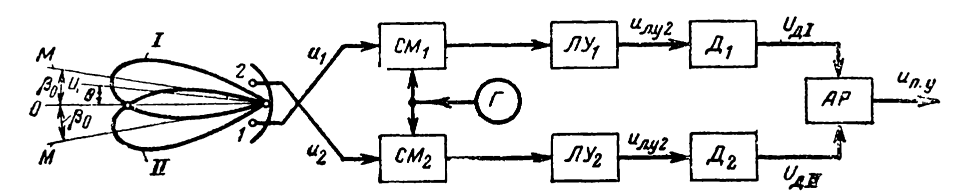


Рис. 22-57. Функциональная схема пеленгационного устройства системы АСН с одновременным сравнением сигналов и амплитудной пеленгацией (простая обработка).

где $K_{см}$ — коэффициент передачи смесителя. Характеристика имеет вид кривой на рис. 22-56, *а*. Отсюда следует, что направление, соответствующее $\Theta=0$, является равносигнальным, $u_{п.у}(0)=0$. Коэффициент передачи пеленгационного устройства

$$K_{п.у}=\left[\frac{du_{п.у}}{d\Theta}\right]_{\Theta=0}=2K_д U_0 K_{а.р} K_{mF},$$

где

$$K_{mF}=\frac{\left|\frac{dF}{d\Theta}\right|_{\Theta=0}}{F(\beta_0)}=\frac{\left|\frac{dF}{d\beta}\right|_{\beta=\beta_0}}{F(\beta_0)}$$

— коэффициент, равный абсолютному значению относительной крутизны диаграммы

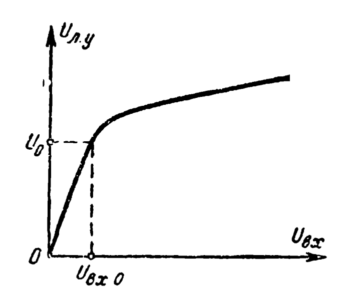


Рис. 22-58. Амплитудная характеристика логарифмического усилителя. Для $0 - U_{вх0}$ — линейный участок; для $U_{вх}>U_{вх0}$ — логарифмический.

направленности в точке пересечения диаграмм (в равносигнальном направлении).

В случае активной пеленгации всюду необходимо заменить $F(\beta)$ на $F^2(\beta)=G(\beta)$, а K_{mF} на $K_{mG}=|dF^2/d\beta|_{\beta_0}/F^2(\beta_0)=2K_{mF}$.

Использование логарифмических усилителей позволяет исключить зависимость коэффициента передачи пеленгационного устройства от интенсивности входного сигнала. Необходимо отметить, что независимость $K_{п.у}$ от входного сигнала может быть достигнута лишь после выхода на логарифмический участок, т. е. когда амплитуда сигнала U_m на входе смесителя превзойдет некоторое минимальное значение U_m^*. При $U_m<U_m^*$ $K_{п.у}$ начинает зависеть от U_m, причем по мере уменьшения U_m $K_{п.у}$ падает.

Основной недостаток рассмотренного пеленгационного устройства состоит в том, что требуется строгая идентичность амплитудных характеристик смесителей и логарифмических усилителей, что трудно выполнить на практике. Взаимные изменения этих характеристик приводят к уходу нулевой точки пеленгационной характеристики, что сразу ведет к ошибкам в определении направления на источник радиоволн.

Фазовая пеленгация с одновременным сравнением сигналов и ограничителями. При пеленгации в одной плоскости прием сигналов осуществляется в двух разнесенных точках *1* и *2*, причем оси амплитудных диаграмм направленности F двух антенн параллельны (рис. 22-59). Сигналы на выходе антенн вследствие разности ходов d лучей, идущих от источника радиосигналов (цели *Ц*), различаются по фазе на угол $\varphi=2\pi d/\lambda$. При отклонении направления на источник от перпендикуляра к прямой, соединяющей точки приема на угол γ, сигналы u_1 и u_2 выхода антенн запишутся так:

$$u_1=U_{m0}F(\gamma)\sin\omega t;$$

$$u_2=U_{m0}F(\gamma)\sin(\omega t-\varphi),$$

где $F(\gamma)$ — нормированная диаграмма по полю (в случае активной пеленгации она заменяется на $F^2=G(\gamma)$);

U_{m0} — напряжение по направлению максимума диаграммы.

Величина фазового сдвига

$$\varphi=\frac{2\pi a}{\lambda}\sin\gamma\approx\frac{2\pi a\gamma}{\lambda}$$

(приближенное равенство справедливо при малых γ).

Сигнал одного канала поступает на смеситель $СМ_1$, а другого — на смеситель $СМ_2$. Предварительно сигнал второго канала поворачивается в фазовращающем устройстве на переменный угол — $\varphi_{ф.в}$, зависящий от выходного сигнала $u_у$ исполнительного устройства, и на постоянный угол $\pi/2$.

После преобразования (*Г* — гетеродин) и прохождения усилителей промежуточной частоты (*УПЧ*), ограничителей (*ОГР*) сигналы поступают на фазовый детектор (*ФД*). Если фазовые характеристики обоих кана-

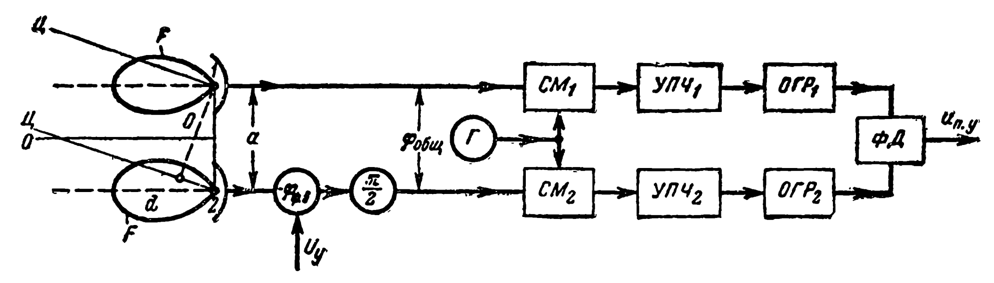


Рис. 22-59. Функциональная схема пеленгационного устройства с одновременным сравнением сигналов и фазовой пеленгацией.

лов одинаковы, то разность фаз сигналов на входе фазового детектора

$$\varphi_{\text{общ}} = \frac{\pi}{2} + (\varphi - \varphi_{\text{ф.в}}).$$

Считая, ради простоты, что амплитуды сигналов в обоих каналах одинаковы, для выходного напряжения пеленгационного устройства получаем:

$$u_{\text{п.у}} = \begin{cases} K_{\text{ф.д}} U_{\text{огр}} \cos[\pi/2 - (\varphi - \varphi_{\text{ф.в}})] = \\ = K_{\text{ф.д}} U_{\text{огр}} \sin(\varphi - \varphi_{\text{ф.в}}) \\ K_{\text{ф.д}} KF(\gamma) \sin(\varphi - \varphi_{\text{ф.в}}), \end{cases}$$

где K — постоянный коэффициент усиления приемника;

$U_{\text{огр}}$ — выходное напряжение ограничителя.

Верхнее равенство соответствует большому сигналу, при котором достигается порог ограничения $U_{\text{огр}}$; нижнее — слабому сигналу, когда этот порог не достигается.

Для нахождения уравнения пеленгационной характеристики введем угол $\gamma_{\text{и}}$, равный измеренному значению угла γ и отработанный исполнительным устройством, с помощью равенства:

$$\varphi_{\text{ф.в}} = K_{\text{и}} \gamma_{\text{и}} = \frac{2\pi a}{\lambda} \gamma_{\text{и}}$$

($K_{\text{и}}$ — коэффициент пропорциональности).

Тогда в случае достижения порога ограничения

$$u_{\text{п.у}} = K_{\text{ф.д}} U_{\text{огр}} \sin \frac{2\pi a}{\lambda} (\gamma - \gamma_{\text{и}}) =$$

$$= K_{\text{ф.д}} U_{\text{огр}} \sin \frac{2\pi a}{\lambda} \Theta$$

Когда порог ограничения не достигается

$$u_{\text{п.у}} = K_{\text{ф.д}} K U_{m0} F(\gamma) \sin \Theta.$$

Здесь $\Theta = \gamma - \gamma_{\text{и}}$.

Пеленгационная характеристика строится путем умножения функции $\sin\Theta$ на величину $K_{\text{ф.д}} K U_{m0} F(\gamma)$, если эта величина меньше $K_{\text{ф.д}} U_{\text{огр}}$, или на величину $K_{\text{ф.д}} U_{\text{огр}}$ — в противном случае (рис. 22-60).

Коэффициент передачи пеленгационного устройства (при достаточно малых γ и достаточно большом сигнале)

$$K_{\text{п.у}} = \left(\frac{du_{\text{п.у}}}{d\Theta}\right)_{\Theta=0} = K_{\text{ф.д}} U_{\text{огр}} \frac{2\pi a}{\lambda}$$

не зависит от силы входного сигнала и определяется параметрами ФД, ограничителя и разносом a точек фокусировки.

Пеленгационная характеристика имеет бесконечное число нулевых точек. Для исключения многозначности необходимо выбрать функцию $F(\gamma)$ так, чтобы в точках ложных равносигнальных направлений, расположенных ближе всего к точке $\Theta = 0$, крутизна пеленгационной характеристики была достаточно мала. При заданных общих габаритах антенного устройства существует максимально возможный коэффициент передачи $K_{\text{п.у}}$, при котором достигается заданная степень подавления ложных равносигнальных направлений $O_{\text{л}}$.

Основной недостаток рассмотренного пеленгационного устройства состоит в том, что различие в фазовых характеристиках УПЧ вызывает уход равносигнального направления и, следовательно, ошибку в определении направления на источник. Стабилизация фазовых характеристик каналов усиления представляет собой трудновыполнимую задачу.

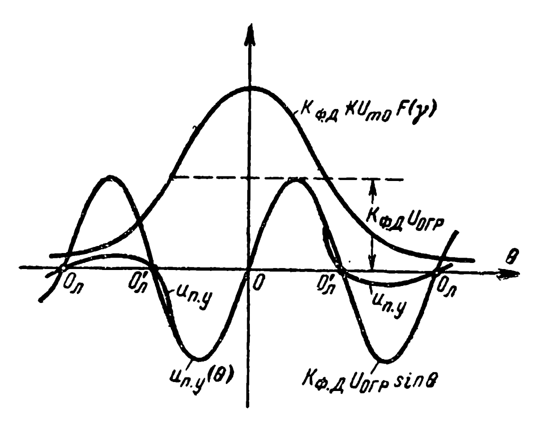


Рис. 22-60. Построение пеленгационной характеристики.

Пеленгация с одновременным сравнением и суммарно-разностной обработкой сигналов. При использовании суммарно-разностной обработки сигналов исключается влияние неидентичности амплитудных характеристик усилительных трактов на положение равносигнального направления; различие этих характеристик ведет лишь к уменьшению коэффициента передачи пеленгационного устройства.

Применительно к амплитудной пеленгации в одной плоскости пеленгационное устройство (рис. 22-61) состоит из двух антенн, диаграммы которых перекрываются так, что максимумы их составляют угол β_0 с линией, проходящей через точку взаимного пересечения (как на рис. 22-57), устройства суммирования (+) и вычитания (—) сигналов, радиочастотных преобразователей (*СМ* — смесители, *Г* — гетеродин), линеек усилителей промежуточной частоты суммарного ($УПЧ_{\Sigma}$) и разностного ($УПЧ_{\Delta}$) каналов и фазового детектора *ФД*.

В *УПЧ* имеется общая система автоматической регулировки усиления *АРУ*, действующая от сигналов суммарного канала.

Суммирование и вычитание сигналов может быть выполнено различными способами, например путем использования волноводных мостов, гибридных колец и т. д.

Сигналы u_1 и u_2 при пассивной (односторонней) пеленгации первой и второй ан-

тенны запишутся, как на стр. 181 [формулы (22-26) и (22-27)]:

$$u_1 = U_{m0}F(\beta_0 - \Theta)\sin(\omega t - \varphi_1);$$

$$u_2 = U_{m0}F(\beta_0 + \Theta)\sin(\omega t - \varphi_2).$$

Здесь $F(\beta)$ — нормированная диаграмма по полю;

U_{m0} — амплитуда сигнала в направлении максимума.

где $U_{m\Delta}$ — амплитуда напряжения на выходе разностного канала;

$K_{ф.д}$ — коэффициент передачи фазового детектора;

$\varphi = \varphi_\Sigma - \varphi_\Delta$ — разность фаз сигналов на входе ФД.

Величины $K_{упч}$ и U_{m0} связаны вследствие действия системы АРУ. Регулировочную

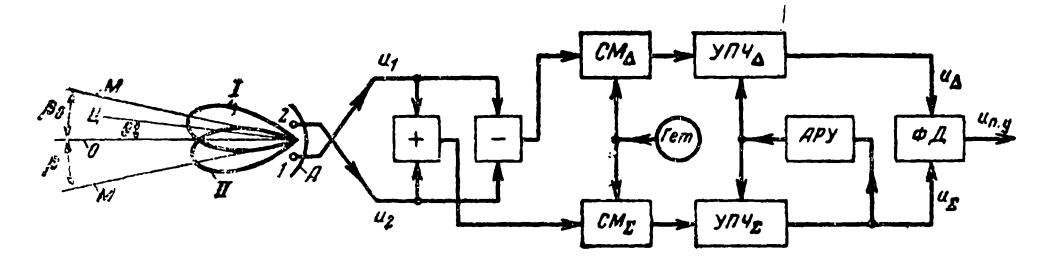


Рис. 22-61. Пеленгационное устройство с одновременным сравнением сигналов амплитудной пеленгацией и суммарно-разностной обработкой (для одной угловой координаты).

«+» и «—» — суммарное и разностное устройство. (Остальные обозначения те же, что на рис. 22-57.)

В случае активной пеленгации диаграмма по полю $F(\beta)$ заменяется диаграммой по мощности $G(\beta) = F^2(\beta)$. До выполнения операций суммирования и вычитания фазы сигналов u_1 и u_2 должны быть сделаны одинаковыми: разбаланс в высокочастотном тракте приводит к смещению нулевого положения пеленгационной характеристики.

Полагая для простоты, что усиления в суммарном и разностном каналах одинаковы, для напряжений u_Σ и u_Δ суммарного и разностного каналов с учетом того, что $\varphi_1 = \varphi_2$, можно записать:

$$u_\Sigma = K_{см\Sigma} K_{упч\Sigma}(u_1 + u_2) = K_{см} K_{упч} U_{m0} [F(\beta_0 - \Theta) + F(\beta_0 + \Theta)] \sin(\omega_{пр} t - \varphi_\Sigma);$$

$$u_\Delta = K_{см\Delta} K_{упч\Delta}(u_1 - u_2) = K_{см} K_{упч} U_{m0} [F(\beta_0 - \Theta) - F(\beta_0 + \Theta)] \sin(\omega_{пр} t - \varphi_\Delta).$$

Здесь $K_{см}$, $K_{упч}$ — коэффициенты усиления смесителя и УПЧ;

φ_Δ, φ_Σ — фазовые набеги в разностном и суммарном каналах усиления;

$\omega_{пр}$ — промежуточная частота.

Так как обычно амплитуда колебаний суммарного канала во много раз превышает амплитуду колебаний разностного канала, напряжение на выходе фазового детектора будет:

$$u_{п.у} = K_{ф.д} U_{m\Delta} [F(\beta_0 - \Theta) - F(\beta_0 + \Theta)] \cos\varphi = K_{ф.д} K_{см} K_{упч} U_{m0} \times [F(\beta_0 - \Theta) - F(\beta_0 + \Theta)] \cos\varphi,$$

характеристику (см. стр. 229) будем полагать линейной (рис. 22-62), т. е.

$$K_{упч} = K_0 - \alpha u_р.$$

Здесь $u_р$ — напряжение регулирования;

K_0 — коэффициент передачи УПЧ при $u_р = 0$;

α — модуль углового коэффициента прямой.

Для напряжения регулирования запишем:

$$u_р = K_{ару} U_{m\Sigma} = K_{ару} K_{см} K_{упч} U_{m0} \times [F(\beta_0 - \Theta) + F(\beta_0 + \Theta)],$$

где $K_{ару}$ — коэффициент передачи детектора и усилителя АРУ;

$U_{m\Sigma}$ — амплитуда напряжения на выходе суммарного канала.

Сопоставляя два последних равенства, получаем выражение для $K_{упч}$:

$$K_{упч} = \frac{K_0}{1 + \alpha K_{см} K_{ару} U_{m0} \times [F(\beta_0 - \Theta) + F(\beta_0 + \Theta)]}.$$

Учитывая это, для пеленгационной характеристики получаем следующее выражение:

$$u_{п.у} = \frac{K_{ф.д} K_{см} K_0 U_{m0} \times [F(\beta_0 - \Theta) - F(\beta_0 + \Theta)]}{1 + \alpha K_{см} K_{ару} U_{m0} \times [F(\beta_0 - \Theta) + F(\beta_0 + \Theta)]} \cos\varphi.$$

В общем случае $u_{п.у}$ и, следовательно, $K_{п.у} = (du_{п.у}/d\Theta)_{\Theta=0}$ зависят от амплитуды

сигнала. Графики зависимости относительной величины $(K_{п.у})_{отн}$ от μ даны на рис. 22-63. Здесь $(K_{п.у})_{отн}=\dfrac{K_{п.у}}{K_{ф.д}K_0/K_{ару}\alpha}$; $\mu=\alpha K_{см}K_{ару}U_{m0}$.

Кривые соответствуют различным значениям угла β_0 разноса диаграмм направленности по отношению и ширине диаграммы направленности θ_0.

Наиболее распространены следующие аппроксимации:

а) $F(\beta)=\dfrac{2J_1(x)}{x}$, где $x=\dfrac{2\pi}{\lambda}R_0\sin\beta$.

Здесь J_1 — функция Бесселя первого рода первого порядка;
R_0 — радиус раскрыва;
λ — длина волны.

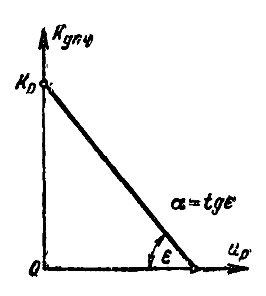


Рис. 22-62. Регулировочная характеристика системы ЧРУ пеленгационного устройства.

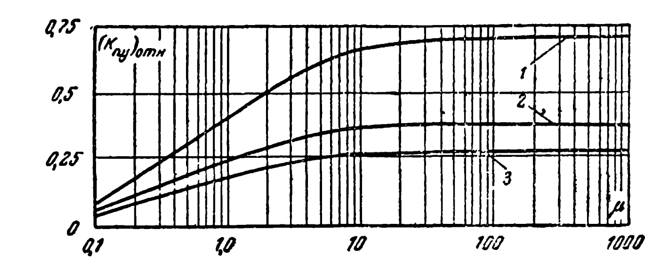


Рис. 22-63. Зависимость относительной крутизны $(K_{п.у})_{отн}$ от относительной силы сигнала на входе μ.
1 — $\beta_0=\theta_0/2$; 2 — $\beta_0=\theta_0/3$; 3 — $\beta_0=\theta_0/4$.

Для достаточно больших амплитуд сигналов на входе, когда

$$\alpha K_{см}K_{упч}K_{ару}U_{m0}[F(\beta_0-\Theta)+F(\beta_0+\Theta)]\gg 1, \quad (22\text{-}28)$$

$$u_{п.у}\approx\frac{K_0K_{ф.д}[F(\beta-\Theta)-F(\beta_0+\Theta)]}{\alpha K_{ару}[F(\beta_0-\Theta)+F(\beta_0+\Theta)]}\cos\varphi$$

и выходное напряжение, а также $K_{п.у}$ не зависят от величины входного сигнала.

В этом случае

$$K_{п.у}=\frac{K_0K_{ф.д}}{\alpha K_{ару}}K_m\cos\varphi,$$

где, как и раньше (стр. 182),

$$K_m=\begin{cases} K_{mF}=\dfrac{\left|\dfrac{dF}{d\beta}\right|_{\beta_0}}{F(\beta_0)} \text{ (пассивная пеленгация);} \\ K_{mG}=2K_{mF}=\dfrac{\left|\dfrac{dG}{d\beta}\right|_{\beta_0}}{G(\beta_0)} \text{ (активная пеленгация).}\end{cases} \quad (22\text{-}29)$$

Поскольку заданных динамических свойств систем АСН можно достичь только при определенных значениях $K_{п.у}$, рабочими режимами будут такие, при которых сигнал на входе достаточно велик и выполняется неравенство (22-28). Величины K_{mF} и K_{mG} удобно выразить через ширину луча. Для этого необходимо задаться выражением, **аппроксимирующим функцию $F(\beta)$.**

Этой формулой обычно аппроксимируется диаграмма для параболоида вращения при равномерном распределении поля в раскрыве. Для этого случая

$$K_{mF}=2{,}46\left(\frac{\beta_0}{\Theta_0}\right)\frac{1}{\Theta_0}.$$

Здесь Θ_0 — ширина луча в градусах о половинной мощности, связанная с λ и R_0 соотношением

$$\Theta_0\approx 60\frac{\lambda}{2R_0};$$

б) $F(\beta)=\cos^2\dfrac{1{,}15}{\Theta_0}\beta$;

$$K_{mF}=\frac{2{,}3}{\Theta_0}\operatorname{tg}\frac{1{,}15\beta_0}{\Theta_0}$$

(Θ_0 — ширина луча по половинной мощности);

в) $F(\beta)=e^{-1{,}4\left(\frac{\beta_0}{\Theta_0}\right)^2}$

(Θ_0 — ширина луча по половинной мощности);

$$K_{mF}=2{,}8\left(\frac{\beta_0}{\Theta_0}\right)\frac{1}{\Theta_0}.$$

Неодинаковость фазовых набегов ($\varphi\neq\neq 0$) приводит только к уменьшению крутизны пеленгационной характеристики, причем для $\varphi<10\div 25°$ с этим уменьшением можно практически не считаться, а такое различие полагать допустимым. Можно показать, что неодинаковость коэффициентов передачи суммарного и разностного каналов также не приводит к смещению равносигнального направления, а вызывает только уменьшение $K_{п.у}$.

Величину β_0 обычно выбирают так, чтобы диаграммы пересекались на уровне половинной мощности. При меньших величинах β_0 уменьшается коэффициент K_m, а при бо́льших — сильно уменьшается мощность сигналов в равносигнальном направлении (т. е. снижается дальность действия).

Максимум диаграммы расположен под углом β_0 к оси вращения. След максимума (точка *М*) на плоскости *xOy* является окружностью с центром в точке *О*. Для малых отклонений ρ от равносигнального направления (малых углов рассогласования Θ) огибающую можно считать синусоидаль-

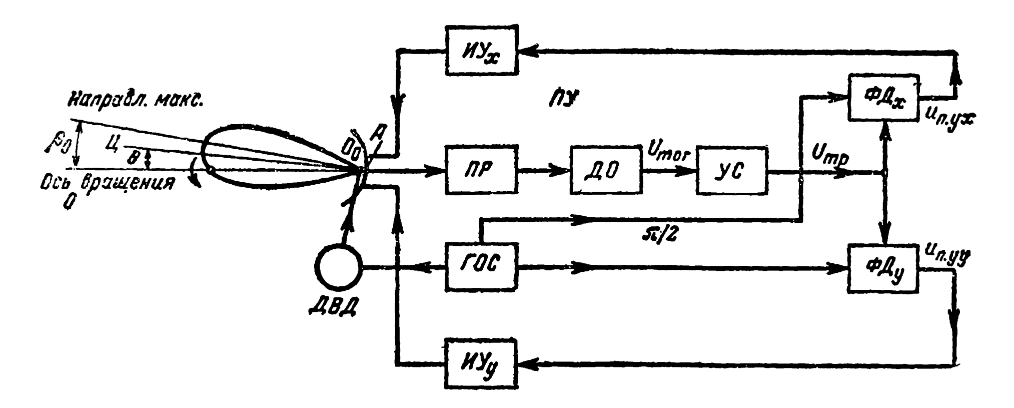


Рис. 22-64. Функциональная схема системы АСН с последовательным сравнением сигналов и амплитудной пеленгацией (коническим сканированием).

ПУ, $ИУ_x$ и $ИУ_y$ — пеленгационное и исполнительные устройства; *А* — антенна; *ПР* — приемник; *ГОС* — генератор опорных сигналов; *ДВД* — двигатель вращения диаграммы.

При переходе к пространственной пеленгации стремятся извлечь возможно бо́льшую мощность из поля, вследствие чего используют не два одинаковых пеленгационных устройства со взаимно перпендикулярным расположением координатных плоскостей, а более сложную схему обработки сигналов.

Амплитудная пеленгация с последовательным сравнением сигналов. Системы АСН этого типа чаще всего выполняются так, что диаграмма направленности вращается вокруг оси, причем максимум диаграммы смещен относительно оси вращения на некоторый угол (система с коническим сканированием).

Рассмотрим функциональную схему такой системы применительно к импульсному режиму работы для случая пассивной пеленгации (рис. 22-64). При отклонении направления на цель относительно оси вращения $О_0О$ принятые сигналы оказываются модулированными по амплитуде, причем коэффициент модуляции *m* определяется величиной угла отклонения Θ, а фаза φ (отсчитываемая относительно колебания, сфазированного с вращением диаграммы) — направлением отклонения от источника радиосигналов (цели *Ц*). Это иллюстрируется рис. 22-65, *а*, где изображена плоскость *xOy*, проходящая через цель *Ц* перпендикулярно оси вращения диаграммы $О_0О$. Оси координат *x* и *y* параллельны осям x_0 и y_0, по которым осуществляется управление положением равносигнального направления по азимуту и наклону.

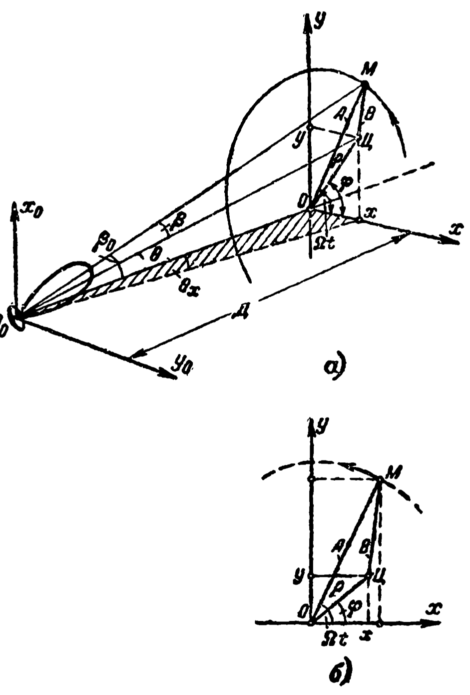


Рис. 22-65 Диаграммы для иллюстрации принципа действия системы АСН.

а — пространственная; *б* — взаимное мгновенное положение точек *М*, *О* и *Ц* на плоскости *xOy*; точка *М* совершает вращательное движение вокруг центра *О* с угловой скоростью Ω.

ной с амплитудой, пропорциональной ρ, и фазой φ. В свою очередь при достаточно больших расстояниях до цели $\rho \approx Д\Theta$ и, следовательно, коэффициент модуляции m пропорционален углу Θ.

После выделения огибающей детектором огибающей (*ДО*) (рис. 22-64) и усиления (*УС*) сигнал рассогласования частоты Ω вращения диаграммы (частоты сканирования) проходит на два фазовых детектора азимута ($ФД_x$) и наклона ($ФД_y$). На те же фазовые детекторы от генератора опорных сигналов (*ГОС*) подаются опорные сигналы, сдвинутые по фазе на угол 90°. В результате этого в фазовых детекторах вырабатываются два находящихся в квадратуре напряжения $u_{п.ух} \equiv \rho\cos\varphi$ и $u_{п.уy} \equiv \rho\sin\varphi$. Эти напряжения подаются на исполнительные устройства каналов азимута ($ИУ_x$) и наклона ($ИУ_y$). Исполнительные двигатели осуществляют поворот равносигнального направления вдоль координатных осей x_0 и y_0 (или x и y), в результате чего величина ρ поддерживается достаточно малой и равносигнальное направление (ось вращения диаграммы) «следит» за угловыми перемещениями цели *Ц*.

Сигнал на входе приемника при пассивной (односторонней) пеленгации

$$u_{вх} = U_{m0}F(\beta)\sin(\omega t - \varphi_1),$$

где U_{m0} — амплитуда импульсов в направлении максимума диаграммы (т. е. при $\beta = 0$), φ_1 — фаза высокочастотного сигнала, $F(\beta)$ — нормированная диаграмма направленности.

Считая расстояния $Д$ достаточно большими (углы β, Θ и β_0 малыми), из рис. 22-65, *б* получаем:

$$B = \sqrt{(A\cos\Omega t - \rho\cos\varphi)^2 + (A\sin\Omega t - \rho\sin\varphi)^2}.$$

Учитывая, что при этих условиях $\rho \approx Д\Theta$, $A \approx Д\beta_0$, $B \approx Д\beta$, находим:

$$\beta = \sqrt{\beta_0^2 + \Theta^2 + 2\beta_0\Theta\cos(\Omega t - \varphi)}. \quad (22\text{-}30)$$

Ограничиваясь малыми угловыми рассогласованиями Θ (по сравнению с углом β_0), т. е. полагая $\Theta/\beta_0 \ll 1$, из последнего выражения получаем:

$$\beta = \beta_0 + \Delta\beta,$$

где

$$\Delta\beta = -\Theta\cos(\Omega t - \varphi).$$

Отсюда, разлагая функцию $F(\beta_0 + \Delta\beta)$ в степенной ряд, для амплитуды импульсов на входе приемника находим:

$$U_{m вх} = U_{m0}\left[F(\beta_0) + \left(\frac{dF}{d\beta}\right)_{\beta_0}\Delta\beta + \cdots\right]. \quad (22\text{-}31)$$

Ограничиваясь двумя членами разложения, запишем:

$$U_{m вх} \approx U_{m0}F(\beta_0)[1 + K_{mF}\Theta\cos(\Omega t - \varphi)],$$

где

$$K_{mF} = \frac{\left|\frac{dF}{d\beta}\right|_{\beta_0}}{F(\beta_0)}.$$

При активной пеленгации во всех предыдущих формулах $F(\beta)$ необходимо заменить на $G(\beta) = F^2(\beta)$, а K_{mF} на $K_{mG} = 2K_{mF}$. В дальнейшем вместо K_{mF} и K_{mG} будем писать коэффициент K_m, полагая, что

$$K_m = \begin{cases} K_{mF} & \text{при пассивной пеленгации;} \\ K_{mG} & \text{при активной пеленгации.} \end{cases}$$

При отклонении цели от равносигнального направления на угол Θ импульсы на входе радиоприемника будут модулированы по амплитуде с коэффициентом $m = K_m\Theta$, причем фаза огибающей равна углу отклонения φ цели относительно оси O_0O, принятой за начальную.

Заметим, что формула (22-30) позволяет, разлагая функцию $F(\beta)$ в ряд Фурье, вычислить амплитуды всех гармоник огибающей для любых углов отклонения β, не ограничиваясь малыми углами рассогласования.

Для амплитуды видеоимпульсов на выходе приемника (после усиления и детектирования) можно записать:

$$U_{пр} = U_и[1 + m\cos(\Omega t - \varphi)],$$

где $U_и = K_{пр}U_{m0}F(\beta_0)$ — среднее значение амплитуды видеоимпульсов на выходе приемника;

$m = K_m\Theta$ — коэффициент модуляции;

$K_{пр}$ — коэффициент усиления радиоприемного устройства.

В детекторе огибающей (*ДО*) осуществляется выделение (детектирование) огибающей

$$u_{ог} = K_д U_и m\cos(\Omega t - \varphi) = U_{m ог}\cos(\Omega t - \varphi) \quad (22\text{-}32)$$

и постоянной составляющей

$$U_0 = K_д U_и. \quad (22\text{-}33)$$

В качестве детектора огибающей используется обычно пиковый детектор (рис. 22-66, *а*), параметры которого выбираются из соотношений

$$R_д C < t_и; \; RC \gg T_п;$$

$$RC \leqslant \frac{\sqrt{1 - m^2}}{m\Omega},$$

где $R_д$ — прямое сопротивление диода *Д*;

$t_и$ и $T_п$ — длительность импульсов и период их повторения.

Последнее условие вытекает из необходимости неискаженной передачи огибающей и аналогично условию для выбора постоянной времени обычного детектора амплитудно-модулированных колебаний.

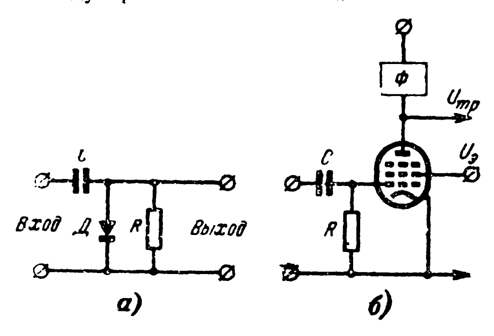


Рис. 22-66. Пиковый детектор.
а — основная схема; *б* — схема, совмещенная с усилителем сигнала рассогласования; *Ф* — полосовой (резонансный) фильтр, настроенный на частоту Ω.

При выполнении указанных условий коэффициент передачи пикового детектора

$$K_д = \frac{1}{1 + Q\,\dfrac{R_д + R_{вн}}{R}},$$

где $Q = T_п/t_и$ — скважность импульсов; $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление усилителя видеоимпульсов, предшествующего пиковому детектору.

Для не очень больших Q величина $K_д$ достигает значений 0,5—0,7.

Усилитель импульсов обычно совмещают с узкополосным фильтром *Ф*. Последний предназначен для предварительной фильтрации огибающей частоты Ω и имеет вспомогательное значение.

Как следует из выражения (22-32), информация об угловом рассогласовании Θ заключена в коэффициенте модуляции *m*. В то же время амплитуда огибающей, кроме величины *m*, пропорциональна также амплитуде импульсов $U_и$, что приводит к зависимости коэффициента передачи пеленгационного устройства от амплитуды U_{m0} сигнала на входе приемника. Для исключения этой зависимости в пеленгационном устройстве используются одновременно автоматические регулировки усиления двух видов:

АРУ «назад» — в результате действий этой системы достигается значительное уменьшение динамического диапазона амплитуды выходных импульсов $U_и$ (т. е. некоторая стабилизация $U_и$);

АРУ «вперед» — в результате действия этой системы для некоторой области значений $U_и$ выходное напряжение остается неизменным, т. е. достигается исключение зависимости выходного сигнала от амплитуды импульсов.

При осуществлении АРУ «вперед» коэффициент усиления последующих каскадов (обычно одного каскада усиления УС) является переменным. Этот коэффициент убывает с ростом амплитуд входных импульсов. Для регулировки усиления на сетку лампы усилителя *УС* вместе с переменной составляющей подается смещение. Величина этого смещения тем больше, чем выше напряжение $U_и$. Обычно при этом функции пикового детектирования и усиления совмещаются в одной лампе (рис. 22-66, *б*), где функции диода выполняет участок сетка — катод усилительной лампы, так что на резисторе *R* выделяются напряжения $U_{mог}$ и U_0.

Амплитуда сигнала рассогласования

$$U_{mр} = S_{дин} R_э U_{mог},$$

где $S_{дин}$ — динамическая крутизна лампы; $R_э$ — эквивалентное сопротивление фильтра *Ф* на частоте Ω.

На некотором участке *ab* динамической характеристики (рис. 22-67) можно считать, что выполняется условие

$$S_{дин} = \frac{S_0}{U_0}, \qquad (22\text{-}34)$$

где S_0 — некоторая постоянная величина (размерность *a*).

При выполнении последнего условия

$$U_{mр} = \frac{S_0}{U_0} R_э U_{mог} = K_{ус} m,$$

где $K_{ус}$ — размерный коэффициент передачи каскада,(размерность) *b*,

$$K_{ус} = S_0 R_э.$$

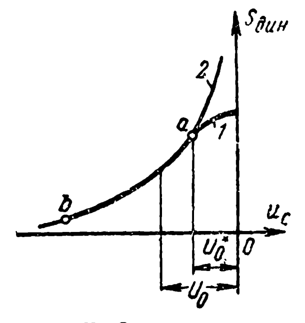


Рис. 22-67. Зависимость динамической крутизны $S_{дин}$ характеристики усилительной лампы от напряжения смещения u_c.
1 — реальная; *2* — идеализированная.

Если условия малости Θ и (22-34) выполняются, то справедливы следующие соотношения:

$$m = K_m \Theta; \quad U_{mр} = K_{ус} m,$$

которым отвечает структурная схема на рис. 22-68.

Условие (22-34) принципиально нельзя выполнить для очень малых входных сигналов, поскольку динамическая крутизна не может неограниченно возрастать. Таким об-

разом, условие независимости U_{mp} от $U_и$, и, следовательно, от амплитуды сигнала на входе приемника можно выполнить лишь для значений U_0, больших некоторой величины U_0^* (рис. 22-67), т. е. когда сигнал на входе превосходит некоторое минимальное значение U_{m0}^*.

Заметим далее, что структурная схема на рис. 22-68 справедлива также для достаточно малых углов Θ, когда $\Theta/\beta_0 \ll 1$.

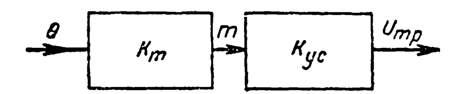


Рис. 22-68. Структурная схема части пеленгационного устройства от угла θ до выхода усилителя сигнала рассогласования.

С помощью фазовых детекторов осуществляется преобразование полярных координат ρ, φ (рис. 22-65, *б*) в напряжения u_x, u_y, пропорциональные прямоугольным координатам *x* и *y* отклонения цели от равносигнального направления.

Обычно в пеленгационных устройствах для этого используются коммутаторные фазовые детекторы, действие которых основано на коммутации параметров усилительных элементов в соответствии с опорным сигналом. Пример такой схемы и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу, представлены на рис. 22-10 и 22-11.

Благодаря фильтру *RC* ФД является инерционным элементом и по отношению к амплитуде сигнала на входе ФД можно описать инерционным звеном с передаточной функцией [см. стр. 151]

$$W_{ф.д} = \frac{u_{ф.д}}{U_{mp}} = \frac{K_{ф.д} \cos \varphi}{T_{ф.д}\, p + 1}.$$

Так как опорное напряжение канала наклона (*y*) сдвинуто по фазе по отношению к опорному напряжению канала азимута (*x*) на угол π/2, в соответствии с выражением (22-3) для выходных напряжений пеленгационных устройств получим:

$$u_{п.ух} = K_{ф.д} U_{mp} \cos \varphi;$$

$$u_{п.уу} = K_{ф.д} U_{mp} \cos(\pi/2 - \varphi) = K_{ф.д} U_{mp} \sin \varphi.$$

Соответствующая структурная схема пеленгационного устройства изображена на рис. 22-69, *а*.

Поскольку в системе имеются два исполнительных устройства, перемещающих равносигнальное направление вдоль координатных осей *x* и *y*, удобно рассматривать не угол Θ, а углы рассогласования вдоль координатных осей: азимутальной $\Theta_x = \Theta \cos \varphi$ и угломестной $\Theta_y = \Theta \sin \varphi$. Соответственно удобно считать угол рассогласования комплексным

$$\dot{\Theta} = \Theta_x + j\Theta_y.$$

Здесь учитывается не только величина отклонения Θ, но и направление отклонения (угол φ). Соответственно в коэффициенте

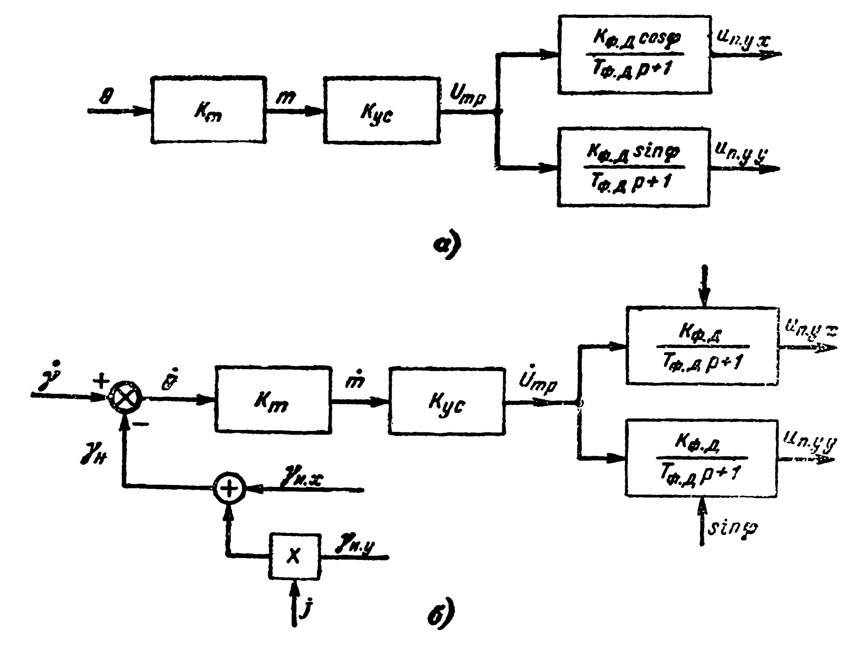


Рис. 22-69. Структурная схема пеленгационных устройств.

а — вещественная; *б* — комплексная. Стрелками у фазовых детекторов показаны операции умножения на cos φ и sin φ.

модуляции m и сигнале рассогласования U_{mp} учитывается фаза φ:

$$\dot{m} = me^{j\varphi}; \ \dot{U}_{mp} = U_{mp}\, e^{j\varphi}.$$

В соответствии с этим пространственный угол отклонения цели и угол отработки исполнительного устройства можно записать так:

$$\dot{\gamma} = \gamma_x + j\gamma_y;$$
$$\dot{\gamma}_и = \gamma_{иx} + j\gamma_{иy},$$

где $\gamma_{иx}$ и $\gamma_{иy}$ — выходные углы исполнительных двигателей (каналов азимута и наклона), причем

$$\Theta_x = \gamma_x - \gamma_{иx}; \ \Theta_y = \gamma_y - \gamma_{иy}.$$

Приведенные соотношения позволяют изобразить комплексную структурную схему пеленгационного устройства системы АСН как на рис. 22-69, *б*.

Коэффициент передачи пеленгационного устройства для каждого из каналов выражается следующим образом:

$$K_{п.yx} = K_{п.yy} = K_{п.y} =$$
$$= K_m K_{ус} K_{ф.д} \ [в/град]$$

и при достаточно большом уровне сигнала не зависит от амплитуды сигнала на входе приемника и коэффициента усиления приемника.

Исполнительные устройства систем АСН

В состав исполнительных устройств входят:

устройства для изменения углового положения равносигнального направления в пространстве;

усилители выходных сигналов пеленгационного устройства;

корректирующие цепи.

Устройства перемещения равносильного направления являются наиболее инерционными элементами системы АСН. В состав исполнительных устройств входит также интегрирующее звено (обычно одно), так что система АСН является **астатической** (см. разд. 21).

Выбор устройства перемещения равносигнального направления зависит от типа пеленгационного устройства. Так, в случае фазовой пеленгации (стр. 182) поворот фазы для смещения равносигнального направления осуществляется с помощью ферритовых вставок, устанавливаемых в волновод. При этом сдвиг фаз обычно регулируется изменением силы магнитного поля, пронизывающего вставку (рис. 22-70).

Передаточная функция электрического фазовращателя с учетом инерционности обмотки электромагнита

$$W_{э.ф} = \frac{\varphi_{ф.в}}{U_y} = \frac{K_{ф.в}}{T_{ф.в}p + 1}.$$

Здесь $K_{ф.в}$ — коэффициент передачи фазовращателя, равный отношению угла поворота фазы волны, распространяющейся в волноводе, к напряжению u_y на входе усилителя управляющего сигнала; $T_{ф.в}$ — постоянная времени цепи электромагнита.

В качестве промежуточного элемента для придания системе астатизма в этом случае используется гироскоп или интегрирующий двигатель.

Чаще всего требуется механический поворот антенной системы. В качестве устройства поворота используются различные сервоприводы. Наибольшее распространение

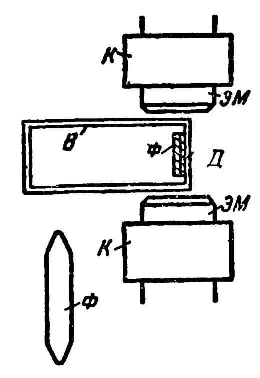


Рис. 22-70. Функциональная схема волноводного электромагнитного фазовращателя.

В — волновод; *Ф* — ферритовая вставка; *Д* — прослойка диэлектрика; *ЭМ* — электромагнит с обмоткой *К*.

получили электрические двигатели переменного и постоянного тока, а также гироскопические приводы. Могут использоваться также гидравлические или пневматические приводы.

Электрическим исполнительным двигателям предшествуют усилители, которые питают исполнительные двигатели энергией. Если используется двигатель постоянного тока, то ему предшествует электромашинный усилитель (ЭМУ), передаточная функция которого

$$W_{эму} = \frac{u_{эму}}{u_y} = \frac{K_{эму}}{(T_y p + 1)(T_п p + 1)}.$$

Здесь $K_{эму}$ — коэффициент передачи ЭМУ, равный отношению напряжений на выходе ($u_{эму}$) и входе (u_y) усилителя, питающего обмотку управления; T_y — постоянная времени управляющей (продольной) цепи; $T_п = \frac{L_я}{R_я + R_н}$ — постоянная времени поперечной цепи; $L_я$, $R_я$ — индуктивность и сопротивление этой цепи; $R_н$ — сопротивление подключенной к ЭМУ нагрузки (с учетом сопротивления компенсационной обмотки).

Двигателю переменного тока (двухфазному асинхронному двигателю) обычно предшествует магнитный усилитель, управляющая цепь которого в свою очередь

включена в цепь электронного усилителя. Передаточная функция магнитного усилителя

$$W_{м.у} = \frac{u_{м.у}}{u_у} = \frac{K_{м.у}}{T_у p + 1},$$

где $K_{м.у}$ — коэффициент передачи магнитного усилителя;

$T_у$ — постоянная времени цепи управления.

Постоянные времени $T_у$ в приведенных формулах находятся как отношение индуктивности соответствующих обмоток к сумме собственного сопротивления обмотки $R_у$ и внутреннего сопротивления $R_{вн}$ источника, питающего эту обмотку:

$$T_у = \frac{L_у}{R_у + R_{вн}}.$$

При включении управляющих обмоток через ламповый усилитель сопротивление $R_{вн}$ равно внутреннему сопротивлению лампы, причем чаще всего $R_{вн} >> R_у$.

Отсюда следует, что благодаря включению обмотки через ламповый усилитель резко снижается инерционность управляющей обмотки, что благоприятно сказывается на динамических свойствах исполнительных устройств.

Передаточная функция исполнительного двигателя постоянного тока (см. разд. 21)

$$W_{дв}(p) = \frac{\Theta_{дв}}{u_{дв}} = \frac{K_{дв}}{p(T_{дв} p + 1)}.$$

Такой же функцией приближенно можно описать свойства двигателя переменного тока.

Выходной вал двигателя соединяется с антенной через редуктор, благодаря чему понижается число оборотов и увеличивается вращающий момент. При этом выходной угол

$$\gamma_и = K_р \Theta_{дв}.$$

Величина $K_р \ll 1$ есть коэффициент передачи редуктора. Благодаря использованию редуктора в $1/K_р$ раз увеличивается момент на выходном валу редуктора и в $1/K_р^2$ раз уменьшается момент инерции нагрузки, приведенный к выходному валу двигателя. Это очень важно, поскольку момент инерции нагрузки в сотни и тысячи раз может превосходить момент инерции якоря двигателя. Вследствие применения редуктора общий момент инерции ротора двигателя и нагрузки (а следовательно, постоянная времени $T_{дв}$) при подключении нагрузки увеличивается не очень сильно (на 20—100%).

При использовании в качестве исполнительного привода гироскопа напряжение усилителя подается на моментный датчик. Благодаря этому на соответствующую рамку гироскопа накладывается момент и гироскоп начинает прецессировать со скоростью, пропорциональной приложенному моменту или напряжению $u_у$ с выхода усилителя. Передаточная функция гироскопа приближенно описывается интегрирующим звеном:

$$W_г(p) = \frac{\Theta_г}{u_у} = \frac{K_г}{p}.$$

(Коэффициент $K_г$ имеет размерность *град/в · сек.*)

Заметим, что гироскоп в отличие от двигателя осуществляет поворот антенной

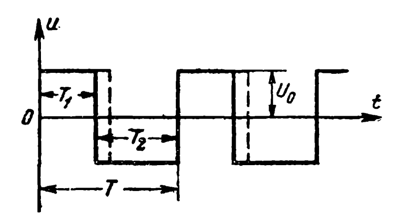


Рис. 22-71. Диаграмма напряжения при управлении двигателем с использованием широтно-модулированных импульсов. Диаграммы соответствуют $u_у < 0$. Для импульсов, обозначенных пунктиром, $u_у = 0$.

системы относительно инерциального пространства, а не оси объекта, на котором установлена система АСН (самолет, ракета и т. д.). Это важно при использовании системы АСН в качестве углового координатора в устройствах радиоуправления (см. гл. 27).

При использовании в качестве усилительных элементов мощных транзисторов или тиристоров управляющее напряжение $u_у$ преобразуется в последовательность широтно-модулированных импульсов $u(t)$ (рис. 22-71). При этом относительная разность времени T_1 и T_2 этих импульсов $\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{T_1 - T_2}{T}$ пропорциональна управляющему напряжению $u_у$, так что

$$u_у = K U_0 \frac{T_1 - T_2}{T},$$

где $T = T_1 + T_2$ — период повторения импульсов.

Импульсы $u(t)$ после усиления поступают на исполнительный двигатель. Такой способ управления двигателем удобен тем, что транзисторные усилители работают в ключевом режиме, что позволяет снизить до минимума дрейф нуля при изменении температуры.

Для придания системам АСН необходимых динамических свойств используются ц е п и к о р р е к ц и и последовательные и параллельные.

В системах АСН с двигателем переменного тока и гироскопическим приводом применяют цепь п о с л е д о в а т е л ь н о й к о р р е к ц и и (интегро-дифференцирую-

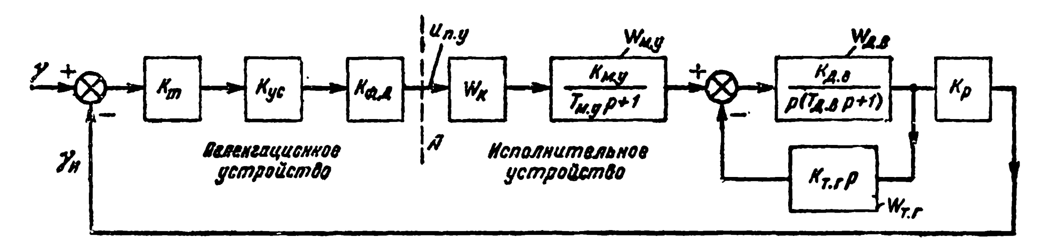


Рис. 22-72. Структурная схема системы АСН (пример).

щий контур — см. стр. 31). При этом двигатель охватывается тахометрической обратной связью (см. стр. 38), что позволяет уменьшать эквивалентную постоянную времени двигателя. В системах с двигателем постоянного тока и электромашинным усилителем используют, параллельную коррекцию, (см. стр. 52), причем цепью коррекции охватываются двигатель и ЭМУ.

Устойчивость, установившиеся режимы, переходная характеристика систем АСН. Балансировка и фазировка системы

Структурная схема системы АСН приведена на рис. 22-72. Она изображена для одного канала применительно к пеленгационному устройству с коническим сканированием (элементы K_m, $K_{ус}$, $K_{ф.д}$) и исполнительному устройству с двигателем переменного тока, охваченным тахометрической обратной связью ($W_{т.г}$), магнитным усилителем ($W_{м\,у}$) и последовательным корректирующим контуром ($W_к$).

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W = \frac{\gamma_и}{\Theta} = \frac{K_v W_к}{p(\tau_{д.в}p + 1)(T_{м.у}p + 1)(T_{ф.д}p + 1)}.$$

Здесь

$$K_v = K_m K_{ус} K_к K_{м\,у} K'_{дв} K_р;$$

K_v — коэффициент передачи системы по скорости, $1/сек$;

$K_к$ — коэффициент передачи корректирующей цепи (для пассивной цепи обычно $K_к = W_к(0) = 1$);

$$K'_{дв} = \frac{K_{дв}}{1 + K_{дв}K_{тг}};\quad \tau_{дв} = \frac{T_{дв}}{1 + K_{дв}K_{тг}}$$

(см. стр. 38); $K_{тг}$ — коэффициент передачи тахогенератора.

Величина K_v является важным параметром системы АСН. В зависимости от назначения системы K_v может иметь различную величину, достигая значений 200—500 $1/сек$. [Л. 10, 11].

Для многих исследований передаточную функцию $W(p)$ достаточно аппроксимировать выражением

$$W_1(p) = \frac{K_v(T_к p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \qquad (22\text{-}35)$$

которому соответствует структурная схема на рис. 22-73, *а*, или еще более простым выражением

$$W(p) = \frac{K_v}{p(Tp + 1)} \qquad (22\text{-}36)$$

(структурная схема на рис. 22-73, *б*).

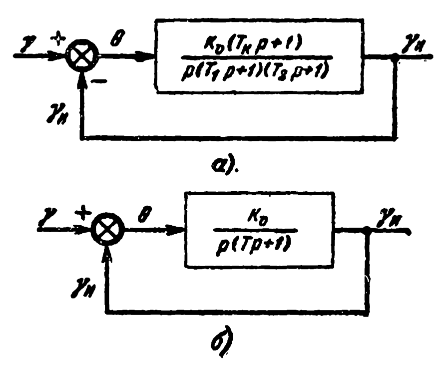


Рис. 22-73. Упрощенные структурные схемы, используемые при анализе систем АСН.

а — с форсирующим звеном коррекции; *б* — без корректирующих устройств.

На рис. 22-74 приведен пример ЛАХ системы АСН (см. [Л. 10, стр. 304]) с передаточной функцией (22-35) и параметрами: $K_v = 500\ 1/сек$, $T_1 = 1/\omega_1 = 5\ сек$, $T_к = 1/\omega_к = 0{,}2\ сек$, $T_3 = 1/\omega_3 = 0{,}0125\ сек$, $\omega_c \approx 15\ 1/сек$, полоса системы $B \approx 6\ гц$ (о построении ЛАХ — см. гл. 21).

Устойчивость системы и нужные показатели качества при заданном коэффициенте K_v обеспечиваются рациональным подбором характеристик корректирующей цепи. Более точный расчет производится с учетом величины ошибок воспроизведения (см. стр. 194).

В установившемся режиме система АСН характеризуется как любая следящая система коэффициентами ошибок (см. стр. 55). Если входной сигнал изменяется с постоянной скоростью, т. е. $\gamma = \omega_ц t$ (цель дви-

жется вокруг точки установки системы АСН с постоянной угловой скоростью $\omega_ц$), то в системе устанавливается постоянное угловое рассогласование (скоростная ошибка)

$$\Theta_{уст} = \frac{\omega_ц}{K_v}.$$

Постоянное входное воздействие отрабатывается без ошибок.

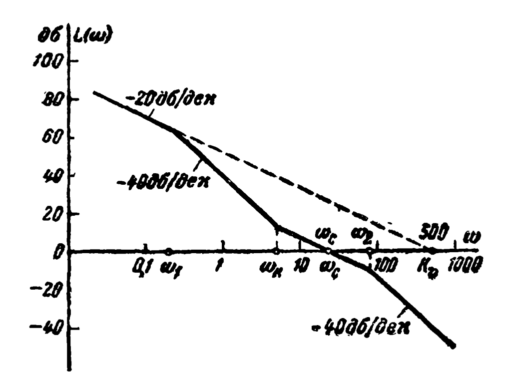


Рис. 22-74. Пример ЛАХ системы АСН.

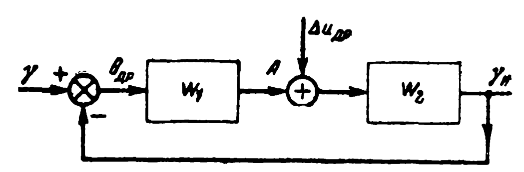


Рис. 22-75. Структурная схема для анализа ошибки $\theta_{др}$, обусловленной влиянием дрейфа нуля усилителей постоянного тока ($\Delta u_{др}$).

Поскольку в составе исполнительного устройства имеются усилители постоянного тока, система нуждается в предварительной балансировке, состоящей в установке нулевых сигналов рассогласования при нулевом напряжении $u_{п.у}=0$ на выходе пеленгационного устройства. Если балансировка нарушается, то в системе возникает ошибка. Практически уход параметров (дрейф $\Delta u_{др}$ усилителей постоянного тока) происходит достаточно медленно, так что при вычислении ошибки, вызванной разбалансом, режим можно считать установившимся.

В соответствии со схемой на рис. 22-75 для ошибки $\Theta_{др}$, вызванной разбалансом (дрейфом) $\Delta u_{др}$ и формулами, приведенными на стр. 44, можно записать:

$$\Theta_{др} = \frac{W_2}{1+W}\Delta u_{др},$$

где $W_2 = \frac{K'_{дв} K_р}{p(\tau_{дв} p + 1)}$ — передаточная функция звеньев, расположенных за точкой ввода напряжения разбаланса $\Delta u_{др}$.

Считая режим установившимся, т. е. полагая в последней формуле $p=0$, получаем:

$$\Theta_{др.уст} = \frac{\Delta u_{др}}{K_1},$$

где K_1 — коэффициент передачи элементов структурной схемы, предшествующих точке ввода напряжения дрейфа нуля,

$$K_1 = K_m K_{ус} K_{ф.д}.$$

Физически последняя формула очевидна: ошибка $\Theta_{др.уст}$ должна быть такой, чтобы в точке ввода полностью компенсировалась величина $\Delta u_{др}$ (так как режим установившийся и двигатель не вращается), т. е.

$$\Theta_{др.уст} K_1 = \Delta u_{др}.$$

Для системы АСН с коническим сканированием важное значение имеет фазировка, состоящая в установке правильной разности фаз между сигналом рассогласования и опорным сигналом на входах фазовых детекторов. При правильной фазировке отклонение по одной из координатных осей (например, по азимуту) не вызывает сигнала на выходе пеленгационного устройства другого канала (наклона).

Появление дополнительного фазового сдвига $\Delta\varphi$ (расфазировка) ведет к тому, что напряжения на выходе пеленгационного устройства азимута и угла места вместо $u_{п.ух}$ и $u_{п.уу}$ (стр. 189) будут равны:

$$u'_{п.ух} = U_{mр}\cos(\varphi + \Delta\varphi) = U_{mр} \times$$
$$\times [\cos\varphi\cos\Delta\varphi - \sin\varphi\sin\Delta\varphi] =$$
$$= u_{п.ух}\cos\Delta\varphi - u_{п.уу}\sin\Delta\varphi \approx$$
$$\approx u_{п.ух} - u_{п.уу}\Delta\varphi;$$
$$u'_{п.уу} = U_{mр}\sin(\varphi + \Delta\varphi) =$$
$$= U_{mр}[\sin\varphi\cos\Delta\varphi + \cos\varphi\sin\Delta\varphi] \approx$$
$$\approx u_{п.уу} + u_{п.ух}\Delta\varphi.$$

(Приближенные равенства справедливы для малых $\Delta\varphi$.)

Последние соотношения говорят о том, что появление дополнительного фазового сдвига $\Delta\varphi$ эквивалентно повороту системы координат $x'y'$ на угол $\Delta\varphi$ по часовой стрелке (рис. 22-76,*а*). Следовательно, в результате ошибки в фазировке на исполнительный двигатель канала азимута будет подано напряжение $u'_{п.ух} < u_{п.ух}$ и он будет вращаться медленнее, чем нужно, а на двигатель канала наклона — напряжение $u'_{п.уу} > u_{п.уу}$ и он будет вращаться быстрее, чем нужно. Ввиду этого равносигнальное направление будет перемещаться к точке *Ц* не по линии *ОЦ* координатной плоскости, а по скручивающейся спирали. Чем больше $\Delta\varphi$, тем медленнее скручивается спираль (рис. 22-76, *б*), и при некотором критическом значении $\Delta\varphi_{кр}$ система теряет устойчивость (прекращается слежение за целью).

При аппроксимации передаточной функции выражением вида (22-36) критическое значение фазового сдвига

$$\Delta\varphi_{кр} = \operatorname{arctg}\frac{1,41}{\sqrt{\sqrt{1+4K_v^2T^2}-1}} \approx \operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{K_v T}}.$$

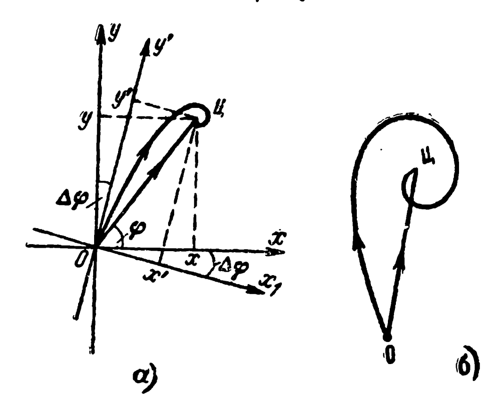


Рис. 22-76. Влияние паразитного фазового сдвига на работу системы АСН с коническим сканированием.

а — поворот системы координат на угол $\Delta\varphi$; *б* — траектория движения равносигнального направления к точке цели *Ц*.

Практически установлено, что с влиянием дополнительного фазового сдвига можно не считаться, если $\Delta\varphi < 5 \div 10°$. Системы слежения по азимуту и наклону можно считать в этом случае автономными и рассматривать независимо друг от друга.

Ошибки воспроизведения систем АСН

Точность систем АСН характеризуется ошибкой воспроизведения, т. е. разницей между истинным угловым положением источника излучения (цели), которое должна отрабатывать система АСН, и тем значением $\gamma_и$, которое система отрабатывает в действительности. Этот отработанный угол является измеренным значением истинного углового положения цели.

Ошибки воспроизведения обусловлены управляющими и мешающими воздействиями.

Характерными управляющими воздействиями, которые должны возможно полнее отрабатываться системой АСН, являются угловые перемещения цели относительно выбранной системы координат, в том числе обусловленные угловыми колебаниями подвижного объекта, на котором установлена эта система.

Характерными возмущениями, которые должны возможно полнее подавляться (отсеиваться) системой, являются:

внутренний шум радиоприемника и внешние помехи;

угловой шум цели;

амплитудный шум цели;

внешние механические воздействия на систему.

Помимо того, ошибка системы вызывается несовершенством исполнения электромеханических элементов следящей системы (люфт, сухое трение, неточность выполнения механических передач и т. п.).

Из перечисленных возмущений наиболее существенными во многих задачах практики оказываются амплитудный и угловой шум цели. Внутренний шум приемника для режима слежения не имеет большого значения, поскольку система работает при сигнале, значительно превосходящем среднеквадратичное значение шума.

Вопрос о влиянии организованных помех здесь не рассматривается. Внешние механические возмущения обусловлены действием порывов ветра и имеют значения лишь для наземных систем с большими антеннами, не защищенными обтекателями.

Ошибки, обусловленные управляющими воздействиями. При вычислении этих ошибок необходимо располагать данными о характерных угловых перемещениях цели, типичных для систем АСН данного назначения.

Для наземных станций, предназначенных осуществлять слежение по направлению за воздушными целями (самолетами), характерной ситуацией можно считать прямолинейный пролет цели мимо станции (рис. 22-77) на некоторой высоте *H* со скоростью $v_ц$ [Л. 10]. При этом меняется как

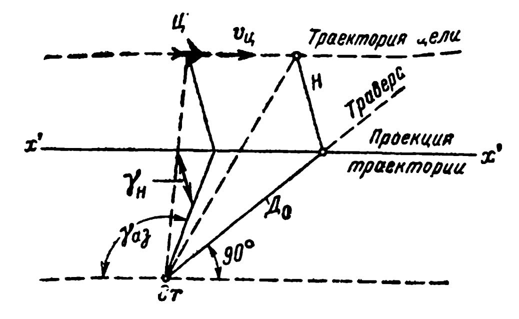


Рис. 22-77. Геометрические соотношения при пролете цели мимо станции *Ст* с системой АСН.

азимут (угол $\gamma_{аз}$), так и угол $\gamma_н$ места (наклона цели). Графики зависимости $\gamma_{аз}(t)$, а также относительной величины производных этого угла, изображены на рис. 22-78; зависимость производных угла места от азимута дана на рис. 22-79 [Л. 10].

Для вычисления установившихся ошибок соответствующие углы, например, угол азимута $\gamma_{аз}$, представляют в виде ряда

$$\gamma_{аз}(t) = \gamma_{аз0} + (\dot\gamma_{аз})_0 t + \frac{(\ddot\gamma_{аз})_0}{2!}t^2 + \dots$$

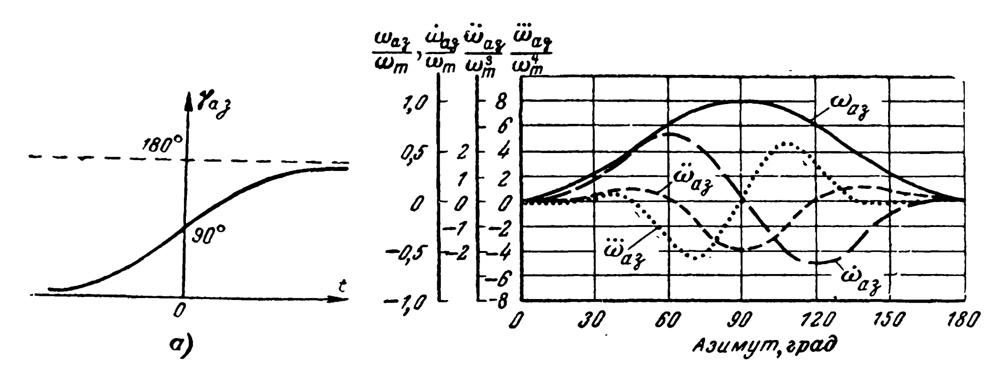


Рис. 22-78. Изменения азимута цели и его производных при пролете цели относительно станции Ст (рис. 22-77).

а — зависимость азимута $\gamma_{аз}$ от времени; б — зависимость относительной величины производных азимута от угла $\gamma_{аз}$. (Траверса соответствует $\gamma_{аз}=90°$); $\omega_m = \dfrac{v_ц}{Д_0} = \omega_{аз.макс}$.

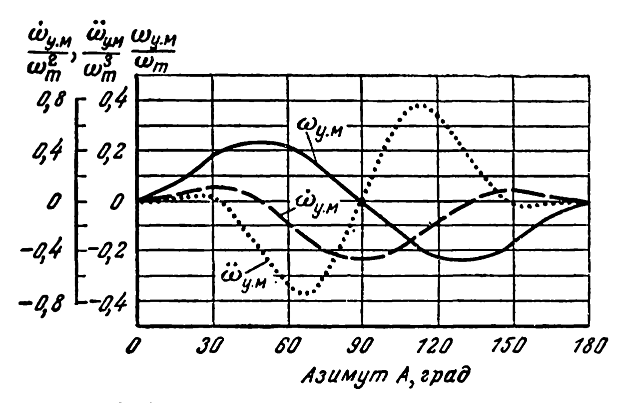


Рис. 22-79. Зависимость относительных угловых скоростей $\omega_{ум}$, $\dot\omega_{у.м}$, $\ddot\omega_{у.м}$ по углу места от азимута при пролете цели на высоте H для «параметра» $H/Д_0=1$ ($\omega_m = v_ц/Д_0$).

для каждого заданного направления $\gamma_{аз0}$ и затем пользуются разложением передаточной функции по ошибке (см. стр. 55)

$$\Theta_{аз.уст} = \left[c_0 + c_1 D + c_2 \frac{D^2}{2!} + + c_3 \frac{D^3}{3!} + \cdots\right] \gamma_{аз}(t),$$

где c_0, c_1, $c_2 \ldots$ — коэффициенты ошибок; D — символ дифференцирования.

В рассматриваемом случае для азимута

$$\gamma_{аз}(t) = -\operatorname{arctg} \frac{v_ц t}{Д_0}.$$

В этой формуле $Д_0$ — расстояние до проекции цели на горизонтальную ось $x'x'$ при пролете траверса или когда цель находится на «параметре» (время $t=0$ соответствует пролету траверса)

$$\dot\gamma_{аз} = \omega_{аз} = \frac{v_ц}{Д_0} \sin^2 \gamma_{аз}; \left(\omega_{аз.макс} = \frac{v_ц}{Д_0}\right);$$

$$\ddot\gamma_{аз} = \dot\omega_{аз} = 2 \frac{v_ц^2}{Д_0^2} \sin^3 \gamma_{аз} \cos \gamma_{аз}$$

$$\left(\dot\omega_{аз.макс} = \frac{3\sqrt{3}}{8} \frac{v_ц^2}{Д_0^2}\right)$$

и т. д. Для передаточной функции (22-35) коэффициенты ошибок выражаются так:

$$c_0 = 0;\ c_1 = \frac{1}{K_v};$$

$$c_2 = \frac{2(T_1 + T_2 - T_к)}{K_v} - \frac{2}{K_v^2}, \ldots$$

Соответственно ошибка будет выражаться так:

$$\Theta_{аз.уст} = \frac{\omega_{аз0}}{K_v} + \frac{\dot\omega_{аз0}}{K_v^2} [(T_1 + T_2 - T_к) \times$$

$$\times K_v - 1] + \cdots \approx \frac{\omega_{аз0}}{K_v} + \frac{\dot{\omega}_{аз}}{K_v} T_1.$$

Обычно учитывают такие азимутальные углы $\gamma_{аз0}$, при которых соответствующие составляющие ошибки максимальны. Из рис. 22-78 видно, что ошибка по первой производной имеет максимум при $\gamma_{аз0}=90°$, а по второй — при углах 60° и 120°.

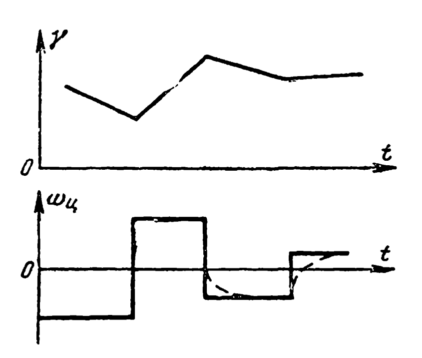


Рис. 22-80. График зависимости угла γ и угловой скорости $\omega_ц$ для типовых условий слежения за маневрирующей воздушной целью.

Для $Д_0=3\,000$ *м* и $v_ц=600$ *м/сек* соответствующие максимальные составляющие равны [Л. 10, стр. 314]:

$$\dot{\omega}_{аз.макс} = 0{,}2 \text{ рад/сек};$$
$$\omega_{аз.макс} = 0{,}026 \text{ рад/сек}^2;$$
$$\ddot{\omega}_{аз.макс} = 0{,}016 \text{ рад/сек}^2 \text{ и т. д.,}$$

а результирующие пиковые составляющие ошибок для системы, имеющей ЛАХ рис. 22-74, составляют:

по скорости $0{,}2/500=4\cdot10^{-4}$ *рад* $=0{,}4$ тыс. дист;

по ускорению $0{,}026/100=0{,}26$ тыс. дист;

по 3-й производной 0,038 тыс. дист.

Основной в данном случае является ошибка по ускорению.

Аналогичные оценки могут быть приведены для угла места цели [Л. 10, стр. 313]. Величины составляющих весьма существенно зависят от коэффициента K_v усиления по скорости и падают с увеличением последнего.

Для слежения за воздушной целью с самолета характерной можно считать ситуацию, когда цель маневрирует так, что ее курс скачком (или плавно) изменяется от одной величины до другой [Л. 11, 14]. Изменения курса и продолжительность выдерживания определенного курса — случайные величины (рис. 22-80). При указанных условиях, а также принимая, что закон распределения моментов скачков является пуассоновским, корреляционную функцию для угловой скорости цели $\omega_ц$ можно считать экспоненциальной:

$$R_{\omega_ц}(\tau)=\sigma^2_{\omega_ц} e^{-\beta|\tau|}.$$

Соответствующая спектральная плотность угловой скорости цели

$$S_{\omega_ц}(\omega) = \frac{2\sigma^2_{\omega_ц}\beta}{\beta^2+\omega^2}.$$

В этих формулах:

$\sigma_{\omega ц}$ — среднеквадратичное значение скачков угловой скорости. (Согласно оценкам [Л. 11] можно считать эту величину порядка $5\cdot10^{-2}$ *рад/сек*);

β — среднее число скачков за единицу времени ($1/\beta$ — средняя продолжительность отрезка между двумя скачками угловой скорости) — по тем же оценкам порядка 0,4 *сек*.

Для составляющей ошибки воспроизведения, обусловленной этой причиной,

$$\Theta_{дин} = W_{\omega_ц}(p)\,\omega_ц,$$

где $W_{\omega ц}$ — передаточная функция ошибки по угловой скорости,

$$W_{\omega_ц} = \frac{\Theta_{дин}}{\omega_ц} = \frac{1}{p} W_\Theta(p),$$

где $W_\Theta = \frac{1}{1+W}$ — передаточная функция для ошибки.

Принимая, что передаточную функцию системы W можно аппроксимировать выражением (22-35) (рис. 22-73, *а*), и пренебрегая величиной T_2 по сравнению с T_1 (т. е. считая $T_2 \ll T_1 = T$), для дисперсии этой составляющей ошибки воспроизведения запишем:

$$\sigma^2_{дин} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |W_{\omega_ц}(j\omega)|^2 S_{\omega_ц}(\omega)\,d\omega =$$

$$= \frac{1}{2\pi j}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{2\beta\sigma^2_{\omega_ц}(1+sT_к)(1-sT_к)\,ds}{(\beta+s)(\beta-s)[s^2T+s(1+TK_v)+K_v][s^2-s(1+TK_v)+K_v]}.$$

(Здесь $s=j\omega$.)

Вычисления этого интеграла производятся, как было описано в § 21-6, стр. 73:

$$\sigma^2_{дин} = \beta\sigma^2_{\omega_ц}K_v^2 \times$$

$$\times \frac{T_к^2 + \dfrac{1+\beta T+K_vT_к}{\beta K_v}}{(K_v+\beta+\beta K_vT_к)(1+\beta T+K_vT_к)-\beta K_vT}.$$

При аппроксимации $W(p)$ выражением (22-36) (рис. 22-73, *б*), выражение для дисперсии ошибки упрощается:

$$\sigma^2_{дин} = \frac{\sigma^2_{\omega ц}K_v}{K_v+\beta}.$$

Дисперсия ошибки тем меньше, чем больше K_v, т. е. чем шире полоса пропускания замкнутой системы АСН.

Аналогично может быть получено выражение для случая, когда переход от одного значения $\omega_ц$ к другому осуществляется плавно (по экспоненте), что соответствует пунктирной кривой на рис. 22-80.

Ошибка, обусловленная угловыми колебаниями объекта. Величина этой ошибки зависит от характера угловых колебаний объекта, на котором установлена система АСН (корабль, самолет, ракета). Если угловые колебания принять синусоидальными с амплитудой γ_{am} и частотой $\omega_а$, то квадрат эффективного значения составляющей ошибки воспроизведения от угловых колебаний

$$\sigma_а^2 = \frac{\gamma_{am}^2}{2} |\Phi_\Theta (j\omega_а)|^2,$$

где $\Phi_\Theta (j\omega) = \frac{1}{1 + W(j\omega)}$ — передаточная функция системы по ошибке.

Чем шире полоса пропускания, тем меньше значение амплитудно-частотной характеристики на частоте $\omega_а$, тем меньше величина рассматриваемой составляющей ошибки воспроизведения.

При атаке самолетом быстродвижущейся цели самолет летит в упрежденную точку. Анализ угловых колебаний самолета в этих условиях [Л. 11, стр. 430], показывает, что в среднем наибольшие амплитуды $\gamma_{am} \approx 33{,}6°$ получаются при частотах $\omega_а \approx 1$ *рад/сек*; при $\omega_а = 3{,}3$ *рад/сек* эта амплитуда падает до $6{,}04°$, а при $\omega_а \approx \approx 5$ *рад/сек* — до $4{,}5°$. При вычислении этих составляющих ошибок могут быть выдвинуты также более сложные гипотезы о движении цели.

Ошибки углового и амплитудного шума. Для определения угловых координат различных целей используются волны сантиметрового диапазона, для которых геометрические размеры объектов (целей), отражающих радиоволны, много больше длины волны. В этих условиях достаточно правильным будет представление цели в виде совокупности большого числа отдельных отражающих точек, а поля в месте установки антенны системы АСН — результатом интерференции полей от этих точек.

Так как взаимное положение отражающих точек резко изменяется при малых случайных угловых колебаниях объекта, то наклон фронта волны в месте приема и интенсивность электромагнитного поля в точке приема подвержены случайным колебаниям. Если называть центром отражения точку пересечения перпендикуляра к фронту волны с «плоскостью» цели, то в результате колебаний положения фронта волны центр отражения будет случайно перемещаться относительно цели, т. е. случайным образом будет изменяться угол $\gamma_{у.ш}$ между направлением на центр отражения *ЦО* и на некоторую точку — геометрический центр *Ц*, которая характеризует положение цели (рис. 22-81). Указанное явление получило название угловой шум цели; оно характеризуется углом $\gamma_{у.ш}$, который можно аппроксимировать стационарной (для

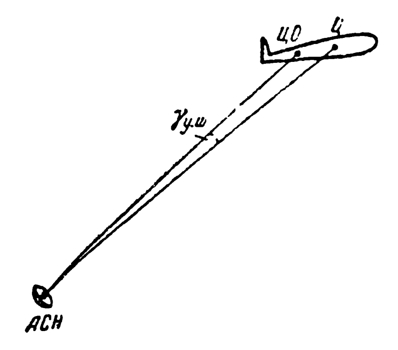


Рис. 22-81. Иллюстрация понятия «угловой шум цели».
АСН — точка установки системы сопровождения.

неизменной дальности *Д* до объекта) случайной функцией времени с корреляционной функцией [Л. 11]:

$$R_{у.ш}(\tau) = \sigma_{у.ш}^2 e^{-\alpha_{у.ш}|\tau|}.$$

Здесь

$\sigma_{у.ш}^2 \approx \left(0{,}15 \frac{L}{Д}\right)^2$ *рад*² — дисперсия угла $\gamma_{у.ш}$ (дисперсия углового шума), *рад*²;

L — характерный линейный размер цели.

Величина $\alpha_{у.ш}$ в сильной степени зависит от характера цели (для морских целей она мала, для воздушных — велика).

Соответствующая спектральная плотность углового шума

$$S_{у.ш}(\omega) = \frac{2\alpha_{у.ш}\sigma_{у.ш}^2}{\omega^2 + \alpha_{у.ш}^2}.$$

Угловому шуму подвержены система АСН всех типов.

Случайные изменения интенсивности поля в точке приема сигналов от цели называются амплитудным шумом цели. Амплитудному шуму подвержены системы АСН с последовательным сравнением сигналов (коническим сканированием), поскольку этот шум вызывает случайные изменения коэффициента модуляции сигнала на выходе радиоприемника даже в том случае, когда цель находится на равносигнальном направлении.

На системы с одновременным сравнением сигналов амплитудный шум не оказы-

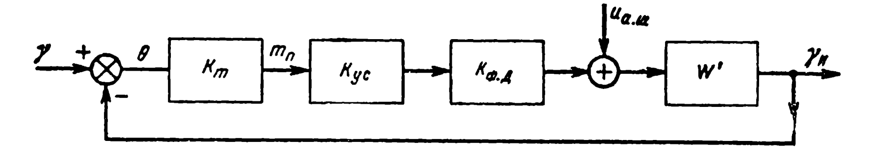


Рис. 22-82. Структурная схема для вычисления ошибок воспроизведения.
$\gamma = \gamma_а + \gamma_ц + \gamma_{у.ш}$; K_m, $K_{ус}$, $K_{ф.д}$ — коэффициенты передачи звеньев системы АСН (см. рис. 22-72); $m_п$ — коэффициент модуляции помехи.

вает существенного влияния. Если нет особых причин, вызывающих периодические изменения эффективной отражающей поверхности (например, вращающихся винтов самолета), то флуктуации коэффициента модуляции можно приближенно описать корреляционной флуктуацией того же вида, что и угловой шум, т. е.

$$R_{а.ш}(\tau) = \sigma^2_{а.ш}\, e^{-\alpha_{а.ш}|\tau|},$$

где $\sigma^2_{а.ш}$ — среднеквадратичное значение коэффициента модуляции, обусловленного изменением силы поля;

$\alpha_{а.ш}$ — коэффициент, имеющий тот же порядок, что для углового шума.

Соответственно спектральная плотность коэффициента модуляции амплитудного шума выражается соотношением

$$S_{mп}(\omega) = \frac{2\alpha_{а.ш}\,\sigma^2_{а.ш}}{\alpha^2_{а.ш} + \omega^2}. \qquad (22\text{-}37а)$$

Вычислим ошибки, обусловленные действием амплитудного и углового шума применительно к системе АСН с коническим сканированием со структурной схемой на рис. 22-82. Здесь действие амплитудного шума учтено введением напряжения $u_{а.ш}(t)$ на выходе фазового детектора. Ограничимся приближенным анализом, при котором не учитывается мультипликативная составляющая помехи. (Мультипликативная составляющая обусловлена тем, что степень влияния амплитудного шума в общем случае зависит от мгновенного значения угла рассогласования в системе. Она выражается как произведение рассогласования Θ на коэффициент модуляции, обусловленный действием помехи и для малых Θ — невелика).

Для ошибки воспроизведения согласно схеме на рис. 22-82 получим:

$$\Theta_{вос} = \gamma_а + \gamma_ц - \gamma_и, \qquad (22\text{-}37б)$$

где $\gamma_а + \gamma_ц$ — суммарный угол перемещения цели $\gamma_ц$ и угловых колебаний объекта $\gamma_а$, на котором установлена система АСН, подлежащий воспроизведению (управляющее воздействие); $\gamma_и = \Theta W + u_{а.ш} W'$ — измеренное значение угла отклонения антенны (W' — передаточная функция всех элементов системы АСН за точкой ввода $u_{а.ш}$). Так как

$$\Theta = \gamma - \gamma_и = \gamma_а + \gamma_ц + \gamma_{у.ш} - \gamma_и = \Theta_{вос} + \gamma_{у.ш},$$

то

$$\gamma_и = (\Theta_{вос} + \gamma_{у.ш}) W + u_{а.ш} W'.$$

Подставляя это значение $\gamma_и$ в формулу (22-37б), находим:

$$\Theta_{вос} = \gamma_а + \gamma_ц - (\Theta_{вос} + \gamma_{у.ш}) W - u_{а.ш} W',$$

откуда следует, что

$$\Theta_{вос} = \frac{\gamma_ц}{1+W} + \frac{\gamma_а}{1+W} - \frac{W}{1+W}\gamma_{у.ш} - \frac{W'}{1+W} u_{а.ш}. \qquad (22\text{-}38)$$

Первые два слагаемых составляют ошибку, обусловленную управляющими воздействиями, два остальных — ошибку углового и амплитудного шума соответственно.

Составляющая ошибки, обусловленной угловым шумом,

$$\Theta_{вос.у.ш} = \frac{W}{1+W}\gamma_{у.ш} = \Phi\gamma_{у.ш}.$$

Дисперсия ошибки воспроизведения, обусловленной угловым шумом,

$$\sigma^2_{вос.у.ш} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 S_{у.ш}(\omega)\, d\omega.$$

В случае, если спектр угловых флуктуаций достаточно широк по сравнению с полосой системы, в последнем выражении $S_{у.ш}(\omega)$ можно принять постоянным и равным $S_{у.ш}(0)$. Тогда (см. стр. 70)

$$\sigma^2_{вос} = S_{у.ш}(0)\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 d\omega = S_{у.ш}(0)\,\Delta F_э, \qquad (22\text{-}39)$$

где $\Delta F_э$ — эквивалентная (энергетическая) полоса замкнутой системы АСН.

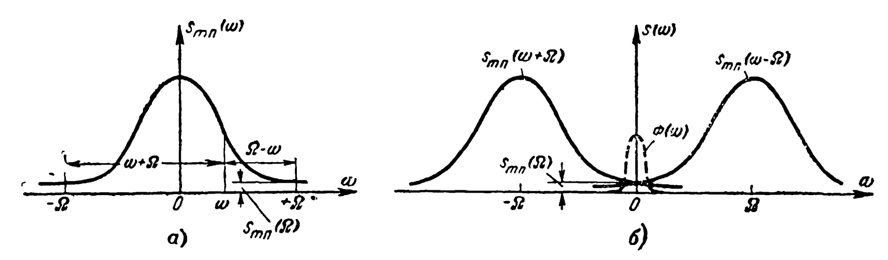


Рис. 22-83. Спектральные плотности при действии амплитудного шума.

а — спектральная плотность коэффициента модуляции, обусловленной амплитудным шумом, $m_п$; *б* — смещенные спектральные плотности; $\Phi(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы АСН.

Для принятой выше аппроксимации спектральной плотности

$$S_{у.ш}(0)=\frac{2\sigma^2_{у.ш}}{\alpha_{у.ш}};$$

$$\sigma^2_{вос.у.ш}=\frac{2\sigma^2_{у.ш}}{\alpha_{у.ш}}\Delta F_э.$$

Для составляющей ошибки амплитудного шума запишем:

$$\theta_{а.ш}=\frac{1}{K_mK_{ф.д}K_{ус}}\frac{W}{1+W}u_{а.ш}=$$
$$=\frac{1}{K_mK_{ф.д}K_{ус}}\Phi u_{а.ш}.$$

Чтобы вычислить дисперсию этой ошибки, необходимо сначала определить, как преобразуются в $u_{а.ш}$ фазовым детектором случайные составляющие коэффициента модуляции амплитудного шума, т. е. определить связь между $S_{mп}(\omega)$ и спектральной плотностью $S_u(\omega)$ напряжения $u_{а.ш}$.

Выходное напряжение фазового детектора пропорционально косинусу фазового сдвига воздействующих на его входы колебаний: опорного и выделенного в пиковом детекторе (последнее пропорционально коэффициенту модуляции амплитудного шума). Это означает, что каждая составляющая частоты ω спектральной плотности $S_{mп}(\omega)$ образует на выходе фазового детектора колебания частот $\omega-\Omega$ и $\omega+\Omega$ (рис. 22-83, *а*). Следовательно, спектральная плотность напряжения на выходе фазового детектора

$$S_u(\omega)=K^2_{ус}K^2_{ф.д}\left[S_{mп}(\omega-\right.$$
$$\left.-\Omega)+S_{mп}(\omega+\Omega)\right].$$

Множитель перед квадратными скобками учитывает преобразование спектральной плотности от входа детектора огибающей до выхода фазового детектора.

Следовательно, в результате преобразования в фазовом детекторе спектральная плотность $S_{mп}$ смещается вправо и влево на величину Ω, так что результирующая спектральная плотность (с точностью до коэффициента $(K_{ус}K_{ф.д})^2$ равна сумме этих смещенных кривых (рис. 22-83, *б*).

Таким образом, для дисперсии ошибки воспроизведения амплитудного шума найдем:

$$\sigma^2_{вос.а.ш}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_u(\omega)\frac{1}{K^2_mK^2_{ус}K^2_{ф.д}}\times$$
$$\times|\Phi(j\omega)|^2d\omega=\frac{1}{K^2_m}\frac{1}{2\pi}\times$$
$$\times\int_{-\infty}^{\infty}[S_{mп}(\omega-\Omega)+S_{mп}(\omega+\Omega)]\times$$
$$\times|\Phi(j\omega)|^2d\omega.$$

Если спектр амплитудных флуктуаций $S_{mп}$ при $\omega=\Omega$ в пределах эквивалентной полосы системы меняется незначительно, то в выражении для спектральных плотностей в последнем интеграле можно положить $\omega=0$, т. е. считать:

$$S_{mп}(\omega-\Omega)=S_{mп}(\omega+\Omega)=S_{mп}(\Omega).$$

Тогда

$$\sigma^2_{вос.а.ш}\approx\frac{1}{K^2_m}2S_{mп}(\Omega)\times$$
$$\times\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|\Phi(j\omega)|^2d\omega=\frac{2}{K^2_{mп}}S_{mп}(\Omega)\Delta F_э.$$

При аппроксимации $S_{mп}(\omega)$ выражением (22-37а) получаем:

$$\sigma^2_{вос.а.ш}=\frac{4\sigma^2_{а.ш}\alpha_{а.ш}}{\Omega^2+\alpha^2_{а.ш}}\frac{1}{K^2_m}\Delta F_э. \quad (22\text{-}40)$$

Так как с ростом Ω величина $S_{mп}(\Omega)$ обычно убывает, то для уменьшения ошибки амплитудного шума частоту вращения диаграммы выгодно увеличивать.

Составляющие ошибок воспроизведения от амплитудного и углового шума увеличиваются с расширением полосы системы, в то время как составляющие, обусловлен-

ные управляющими воздействиями, убывают. Для каждого заданного уровня и характеристик внешних воздействий существует оптимальная полоса, при которой значение суммарной ошибки воспроизведения становится наименьшей (см. стр. 79).

Влияние на точность систем АСН внутреннего шума, а также сравнительная оценка влияния этих шумов на системы с одновременным и последовательным сравнением сигналов рассматриваются в различных источниках [например, Л. 10].

22-4. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО ДАЛЬНОСТИ

Принцип действия

С помощью систем автоматического сопровождения по дальности (АСД) осуществляется автоматическое измерение расстояния до объекта (цели).

Обычно определение дальности осуществляется путем измерения времени запаздывания $t_{вх}$ кратковременного импульса, отраженного от цели, относительно импульса, излученного радиопередатчиком, установленным в том же месте, что и приемник, причем дальность до цели $Д$ и время $t_{вх}$ связаны соотношением

$$t_{вх} = \frac{2Д}{c} = К_м Д, \quad \text{где } К_м = \frac{2}{c}$$

(c — скорость распространения электромагнитных колебаний). В системе автоматического определения $t_{вх}$ создаются два следующих друг за другом следящих импульса: ранний $c_р$ и поздний $c_п$

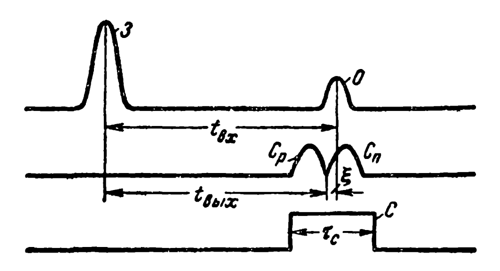


Рис. 22-84. Временные диаграммы импульсов при автоматическом определении дальности до цели.

$З$ — зондирующий (синхронизирующий); $О$ — отраженный, $c_р$ — ранний, $c_п$ — поздний следящий, c — селекторный импульсы

(рис. 22-84). Временное рассогласование ξ между серединой отраженного импульса $О$ и осью симметрии следящих импульсов $c_р c_п$ (т. е. величина $t_{вх} - t_{вых}$) с помощью временного различителя преобразуется в напряжение, которое управляет временным положением следящих импульсов $t_{вых}$. Следящие импульсы автоматически смещаются относительно зондирующего (излученного) импульса радиопередатчика в сторону уменьшения рассогласования $\xi = t_{вх} - t_{вых}$.

Система автоматического сопровождения по дальности состоит из следующих основных элементов (рис. 22-85):

временного различителя ВР, преобразующего временное рассогласование ξ в напряжение $u_{в.р}$;

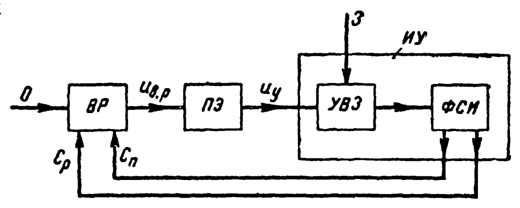


Рис. 22-85. Функциональная схема системы автоматического сопровождения по дальности.

исполнительного устройства $ИУ$, предназначенного для временной задержки следящих импульсов $c_р$, $c_п$ в соответствии с управляющим напряжением $u_у$ на его входе. Это устройство синхронизируется зондирующими импульсами $З$;

промежуточных элементов $ПЭ$, в состав которых входят фильтры, цепи коррекции, а также другие вспомогательные элементы.

Практически исполнительное устройство удобно считать состоящим из двух частей: устройства временной задержки $УВЗ$, в котором осуществляется временная задержка зондирующего импульса на время, пропорциональное $u_у$, и устройства формирования следящих импульсов $c_р$ и $c_п$ ($ФСИ$), которые формируются из импульса, задержанного в $УВЗ$.

Для работы системы АСД используется информация, поступающая только во время действия раннего и позднего следящих импульсов. Все остальное время канал измерения дальности заперт. Формируя специальный селекторный импульс $c_с$ (рис. 22-84), сфазированный с импульсами $c_р$ и $c_п$, можно осуществить автоматическую временную селекцию приемного устройства и, следовательно, других каналов радиолокационной станции, открывая приемник лишь на время $\tau_с$, оставляя его запертым все остальное время. Это позволяет улучшить помехоустойчивость других автоматических систем, работающих от данного радиоприемного устройства. Таким образом, система АСД может использоваться как устройство автоматической временной селекции импульсов (АВС).

Элементы систем АСД

Наиболее характерными элементами систем АСД являются временные различители и исполнительные устройства.

Временные различители (ВР) делятся на две группы: интегрирующие и

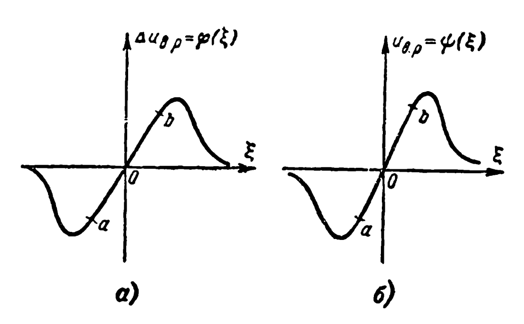


Рис. 22-86. Основная характеристика временнóго различителя.

а — интегрирующего; *б* — пропорционального.

пропорциональные. Основной характеристикой интегрирующего ВР является зависимость приращения напряжения за период повторения от временного рассогласования (рис. 22-86, *а*), т. е.

$$\Delta u_{в.р} = \varphi(\xi).$$

Основной характеристикой пропорционального ВР является зависимость выходного напряжения после прохождения очередной группы импульсов от рассогласования (рис. 22-86, *б*), т. е.

$$u_{в.р} = \psi(\xi).$$

Обе зависимости обладают центральной симметрией и имеют линейный участок *ab* вблизи начала координат, так что

$$\varphi(0) = \Delta u_{в.р}(0) = 0;$$
$$\psi(0) = u_{в.р}(0) = 0$$

и для участков *ab*

$$\Delta u_{в.р} = K_{в.р}\,\xi;\quad u_{в.р} = K_р\,\xi.$$

Здесь $K_{в.р}$, $K_р$ — коэффициенты передачи различителей:

$$K_{в.р} = \left(\frac{d\Delta u_{в.р}}{d\xi}\right)_{\xi=0} [в/сек\cdot период];$$

$$K_р = \left(\frac{du_{в.р}}{d\xi}\right)_{\xi=0} [в/сек].$$

В состав временного различителя входит временнóй дискриминатор *ВД* и дифференциальный детектор *ДД* интегрирующего или сглаживающего типа (рис 22-87).

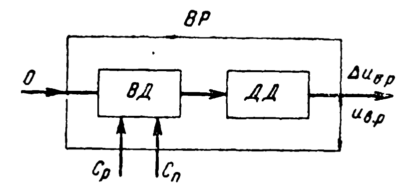


Рис. 22-87. Функциональная схема временнóго различителя.

$\Delta u_{в.р}$ — выход интегрирующего ВР; $u_{в.р}$ — выход пропорционального ВР.

Во временнóм дискриминаторе временнóе рассогласование преобразуется в импульсное напряжение или ток. Обычно временнóй дискриминатор состоит из двух логических схем типа *И* (рис. 22-88, *а*), которые реализуются в виде схем совпадений (диодных, ламповых или транзисторных — см. т. 1, разд. 11). При поступлении на такие схемы импульсов $c_р$ и *О* (схема $И_1$) и $c_п$ и *О* (схема $И_2$) образуются импульсы: ранний *Р* и поздний *П*, причем длительность импульсов $t_р$ и $t_п$ будет зависеть от временнóго рассогласования ξ (рис. 22-88, *б*).

Тип временнóго различителя определяется устройством (схемой) дифференциального детектора. Дифференциальный детектор интегрирующего ВР с диодными эле-

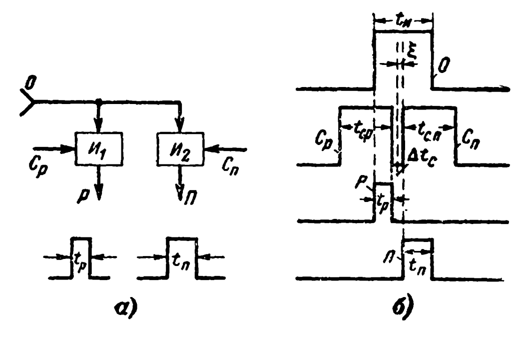


Рис. 22-88. Принцип действия временнóго дискриминатора.

а — функциональная схема; *б* — временные диаграммы; $t_{с.р}$, $t_{с.п}$ — длительность раннего $c_р$ и позднего $c_п$ следящих импульсов; $\Delta t_с$ — временной интервал между ними; ξ — временное рассогласование; $t_р$, $t_п$ — длительность раннего и позднего импульсов на выходе ВД.

ментами $Д_1$ и $Д_2$ изображен на рис. 22-89, *а*. К диодному дифференциальному детектору подводятся отрицательные импульсы со схемы временнóго дискриминатора: ранний $t_р$ и поздний $t_п$. Схема симметрична; ее параметры выбираются из следующих соотношений:

$$C_1 = C_2 \ll C;$$
$$R_1 = R_2 \gg R_д + R_{вн},$$

где $R_д$ — прямое сопротивление диодов; $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление генератора импульсов;

$$R_{обр} \gg R_1.\ R_2;\quad (R_д + R_{вн})C_1 > t_и;$$
$$(R_д + R_{вн})C_2 > t_и;$$
$$R_1C_1,\ R_2C_2 < T_п.$$

Последние два неравенства свидетельствуют о том, что:

заряд конденсаторов C_1 и C_2 осуществляется практически постоянным током;

за время $T_п$ между очередными импульсами процессы в схеме полностью завершаются.

В интервале между импульсами диоды заперты благодаря действию источников E_1

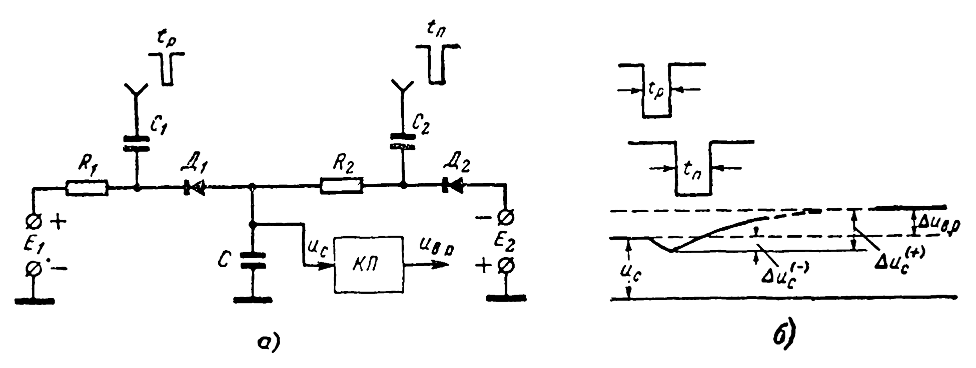


Рис. 22-89. Вариант интегрирующего ВР с диодным дифференциальным детектором.
а — схема; *б* — временные диаграммы, иллюстрирующие действие схемы; $\Delta u_{в.р} \approx \Delta u_C$.

и E_2, э. д. с. которых выбирается из условия

$$|E_{1,2}| > |u_{в.р}|_{макс},$$

где $|u_{в.р}|_{макс}$ — максимум модуля выходного напряжения временно́го различителя.

Для того чтобы разряд конденсатора в интервалах между импульсами был минимальным, к конденсатору C временно́го различителя подключается катодный или эмиттерный повторитель с коэффициентом передачи $K_п \approx 1$.

Найдем приближенное выражение для приращения выходного напряжения $\Delta u_{в.р}$ временно́го различителя:

$$\Delta u_{в.р} = \Delta u_C K_п \approx \Delta u_C .$$

Во время прихода раннего импульса $t_р$ отпирается диод $Д_1$ и через конденсатор C проходит ток $i_р$, так что потенциал верхней обкладки конденсатора убывает на величину

$$\Delta u_C^{(-)} = \frac{1}{C} \int_0^{t_р} i_р \, dt.$$

В этом процессе ток, ответвляющийся через резисторы R_1 и R_2 в силу записанных ранее соотношений, ничтожно мал и через диод $Д_1$ и конденсатор C_1 проходит тот же ток. Если $U_и$ — э. д. с. эквивалентного генератора импульсов, то

$$i_р = \frac{U_и - u_C - u_{C1}}{R_в + R_д} .$$

Принятые выше условия позволяют считать, что ток $i_р$ — постоянный, т. е. напряжение u_{C1} на конденсаторе C_1 за время, пока длится импульс $t_р < t_и$, всегда меняется на величину, значительно меньшую $U_и$. Кроме того, можно считать, что напряжение u_C на конденсаторе C всегда значительно меньше $U_и$ и, конечно, за время $t_р$ меняется мало. (Ниже поясняется, к чему приводит учет величины u_C.) Тогда $i_р \approx$ $\approx \frac{U_и}{R_в + R_д}$ и

$$\Delta u_C^{(-)} = \frac{U_и}{C(R_д + R_в)} t_р.$$

В паузах между импульсами конденсатор C_1 теряет накопленный за время $t_р$ заряд, в результате чего восстанавливаются исходные условия для его заряда в следующий период $T_п$.

Во время прихода позднего импульса $t_п$ открывается диод $Д_2$ и конденсатор C_2 приобретает заряд

$$\Delta u_{C2} = \frac{1}{C} \int_0^{t_п} i_2(t) \, dt.$$

В силу выбранных соотношений этот ток можно считать приблизительно постоянным и равным $i_р$ (ток, ответвляющийся в резистор R_2, не учитываем):

$$i_2 \approx \frac{U_и}{R_в + R_д}$$

и, следовательно,

$$\Delta u_{C2} = \frac{U_и}{C_2(R_д + R_в)} t_п.$$

В интервалах между импульсами конденсатор C_2 теряет накопленный заряд (рис. 22-89, *б*), разряжаясь через резистор R_2 на конденсатор C. Процесс заканчивается к приходу очередного импульса. Напряжение на конденсаторе C возрастает на величину $\Delta u_C^{(+)}$, а на конденсаторе C_2 убывает на величину $\Delta u_{C_2} - \Delta u_C^{(+)}$. Так как заряд, теряемый конденсатором C_2, и заряд приобретаемый конденсатором C, одинаковы, то

$$C \Delta u_C^{(+)} = \left(\Delta u_{C2} - \Delta u_C^{(+)}\right) C_2$$

или

$$\Delta u_C^{(+)} = \Delta u_{C2} \frac{C_2}{C + C_2} =$$

$$= \frac{U_и}{(C_2 + C)(R_д + R_в)} t_п.$$

Заметим, что конденсатор C_2 разряжается не полностью до исходных потенциалов, а до напряжения, которое имеет место на конденсаторе C; мы не учли это при написании выражения для i_2 по тем же причинам, по каким пренебрегли членом с u_C в выражении $i_р$.

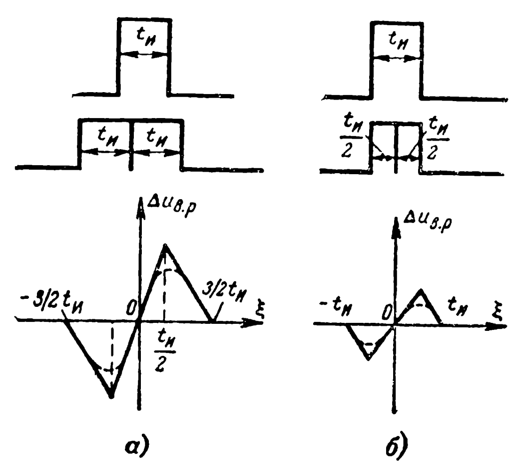


Рис. 22-90. Характеристики временных различителей для различных соотношений между длительностями следящих и отраженных импульсов (импульсы прямоугольные).

$а - t_с = t_и$; $б - t_с = t_и/2$; пунктиром показаны реальные характеристики.

Учитывая, что $C_2 \ll C$, получаем:

$$\Delta u_{в.р} = K_п \Delta u_C = K_п \left[\Delta u_C^{(+)} - \Delta u_C^{(-)}\right] = = \frac{U_и K_п}{C(R_в + R_д)}(t_п - t_р).$$

Формула справедлива для импульсов идеальной прямоугольной формы и конденсатора C без утечки. Для построения характеристики ВР достаточно выразить разность $t_п - t_р$ через ξ. Рассмотрим два частных случая.

Первый случай $t_{с.р} = t_{с.п} = t_с = t_и$, т. е. длительность следящих и отраженного импульсов одинакова и временной интервал между импульсами $\Delta t_с = 0$ (рис. 22-90, *а*).

Примем (здесь и в дальнейшем), что положительным значениям ξ отвечает случай, когда отраженный импульс O запаздывает (приходит позже) относительно середины селекторных. Для

$$\xi < \frac{t_и}{2} \quad t_п = \frac{t_и}{2} + \xi, \quad t_р = \frac{t_и}{2} - \xi$$

и

$$\Delta u_{в.р} = \frac{2U_и K_п}{C(R_в + R_д)} \xi = K_{в.р} \xi,$$

где

$K_{в.р} = \frac{2U_и K_п}{C(R_в + R_д)}$ — коэффициент передачи временно́го различителя.

Линейная зависимость $\Delta u_{в.р}$ от ξ существует только до значения $|\xi| < t_и/2$. При $\xi > t_и/2$ ранний импульс исчезает, а поздний — с ростом ξ убывает, достигая значения, равного 0 при $\xi \frac{3}{2} t_и$, когда импульс O выходит из «зацепления» с селекторными. Аналогично меняется $\Delta u_{в.р}$ при $\xi < -0{,}5\, t_и$.

Так как каскады совпадения не пропускают очень коротких импульсов, идеальная «остроконечная» характеристика превращается в сглаженную дискриминационную кривую (пунктирная кривая рис. 22-90, *а*).

Второй случай

$$t_{с.р} = t_{с.п} = \frac{t_и}{2}; \quad \Delta t_с = 0 \text{ (рис. 22-90, б)}.$$

В этом случае при $\xi > 0$ есть только импульс $t_п$, а при $\xi < 0$ — только импульс $t_р$, причем пока рассогласование не превышает величины $t_и/2$

$$\Delta u_{в.р} = \frac{U_и K_п}{C(R_д + R_в)} \xi$$

и коэффициент передачи ВР здесь в 2 раза меньше, чем в предыдущем случае.

Необходимо отметить, что при наличии временно́го промежутка $\Delta t_с$ между следящими импульсами (рис. 22-88, *б*) (для импульсов прямоугольной формы) сокращается протяженность линейного участка характеристики.

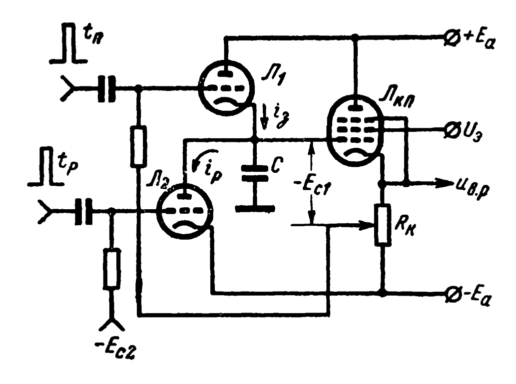


Рис. 22-91. Схема интегрирующего временно́го различителя с триодным дифференциальным детектором.

В другой разновидности временно́го различителя (рис. 22-91) интегрирующий конденсатор заряжается через лампу (триод) $Л_1$, а разряжается — через триод $Л_2$.

При отсутствии импульсов обе лампы заперты. Смещение на сетку лампы $Л_2$ подается от постоянного источника — E_{c2}, а на сетку лампы $Л_1$ — с нагрузки $R_к$ катодного повторителя $Л_{кп}$, вход которого соединяется с интегрирующим конденсатором C. Такое соединение позволяет сохра-

нить неизменным запирающее напряжение — E_c на сетке лампы $Л_1$ при изменении напряжения u_{c1} на конденсаторе C, поскольку коэффициент передачи катодного повторителя $K_п \approx 1$ и изменение потенциала катода лампы $Л_1$ ведет к почти такому же изменению потенциала ее сетки. Использование катодного повторителя удобно также с точки зрения согласования начальных потенциалов последующих элементов схемы.

Приращение выходного напряжения

$$\Delta u_{в.р} = \frac{1}{C}\int\limits_{t_р} i_р dt - \frac{1}{C}\int\limits_{t_п} i_з dt.$$

Токи $i_р$ и $i_з$ обеих ламп можно считать одинаковыми, близкими к величине

$$i_р = i_з = I \approx SU_и,$$

где S — крутизна статической характеристики лампы;

$U_и$ — действующее значение импульса на сетке.

Следовательно, для такого временного различителя приходим к аналогичной формуле приращения выходного напряжения за период $T_п$:

$$\Delta u_{в.р} = \frac{SU_и K_п}{C}(t_п - t_р).$$

Формулы для временных различителей обоих типов совпадут, если принять:

$$S = \frac{1}{R_в + R_д}.$$

В случае непрямоугольных импульсов приращение выходного напряжения пропорционально изменению площади взаимного перекрытия следящих и отраженного импульсов. Считая (без ограничения общности), что следящие импульсы имеют единичную амплитуду, приходим к заключению (рис. 22-92), что смещение середины следящих импульсов влево (или отраженного импульса вправо) на малую величину ξ приведет к уменьшению площади у вершины импульса под импульсом $c_р$ и увеличению площади под импульсом $c_п$ на величину $s_0 \approx U_и \xi$, т. е. всего на $2s_0 = 2U_и\xi$. Кроме того, площадь под импульсом $c_р$ слева увеличится, а $c_п$ справа уменьшится соответственно на величины $s_1 \approx U_1\xi$ и $s_2 \approx U_2\xi$, так что общее изменение площади составит:

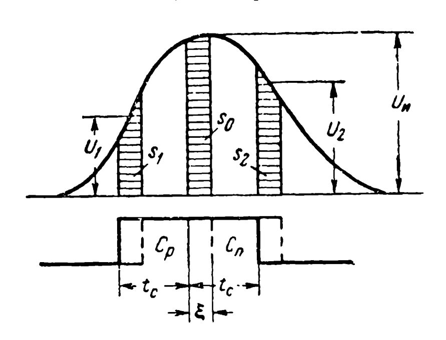


Рис. 22-92. Иллюстрация зависимости изменения площади импульсов от рассогласования ξ.

$$\Delta s = 2s_0 - s_1 - s_2$$

и изменение выходного напряжения будет равно:

$$\Delta u_{в.р} = K(2U_и - U_1 - U_2)\xi,$$

где K — коэффициент пропорциональности.

Коэффициент передачи временного различителя

$$K_{в.р} = K(2U_и - U_1 - U_2)$$

достигает максимальной величины в случае, если $U_1 = U_2 = 0$, т. е. когда длительность следящих импульсов равна или превышает длительность отраженного импульса ($t_c \geqslant \geqslant t_и$). Однако увеличение t_c сверх $t_и$ невыгодно из-за падения разрешающей способности и помехоустойчивости дальномера. Поэтому равенство $t_c = t_и$ следует считать близким к оптимуму.

Коэффициент передачи $K_{в.р}$ временного различителя зависит от амплитуды импульса, и для того, чтобы общий коэффициент передачи системы оставался неизменным, необходимо осуществить стабилизацию величины $U_и$. Это достигается использованием ограничителей или систем АРУ.

Реальные конденсаторы ВР имеют утечку. При учете шунтирующего сопротивления утечки $R_ш$ ВР из идеального интегратора преобразуется в инерционное звено. Можно показать, что постоянная времени $T_{в.р} \approx R_ш C$, а коэффициент передачи $K_{в.р.ш}$ (*в/сек*)

$$K_{в.р.ш} = \frac{2U_и R_ш}{RT_п}.$$

Здесь $R = 1/S$ для схемы на рис. 22-91 с триодным дифференциальным детектором; $R = R_д + R_в$ для схемы на рис. 22-89 с диодным дифференциальным детектором.

При больших $R_ш C$ по сравнению с $T_п$ интегрирование во ВР можно считать идеальным.

Пропорциональный временной различитель. В этом различителе дифференциальный детектор (рис. 22-93, *а*) состоит из устройства преобразования широтно-модулированных импульсов $t_р$, $t_п$ в амплитудно-модулированные (ШИМ—АИМ), пиковых амплитудных детекторов $Д_1$, $Д_2$, где выделяются напряжения u_1 и u_2, пропорциональные $t_р$ и $t_п$, а также устройства сравнения (амплитудного различителя — *АР*). Выходное напряжение ВР

$$u_{в.р} = K_{а.р}(u_2 - u_1) = K_{а.р}K_д K_{пр} U_и (t_п - t_р),$$

где $K_{а.р}$, $K_д$, $K_{пр}$ — коэффициенты передачи амплитудного различителя, амплитудного детектора и преобразователя ШИМ—

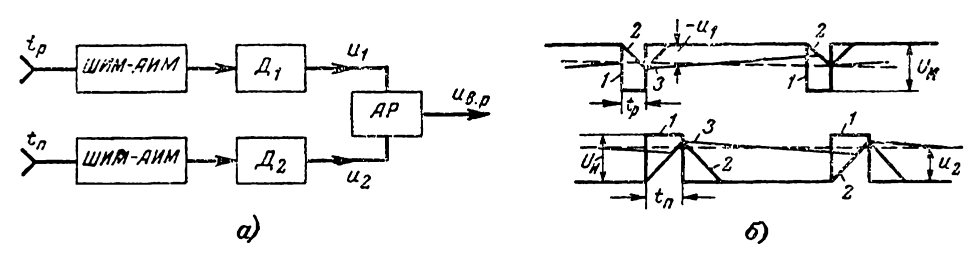


Рис. 22-93. Пропорциональный временной различитель.

а — функциональная схема; *б* — временные диаграммы; *1* — входные (широтно-модулированные) импульсы; *2* — амплитудно-модулированные; *3* — напряжения на выходе амплитудных детекторов до сглаживания, u_1, u_2 — сглаженные напряжения амплитудных детекторов.

АИМ. Действие пропорционального ВР можно проследить по рис. 22-93. Для наглядности ранние импульсы $t_р$ взяты отрицательными. Часто операции преобразования ШИМ—АИМ и амплитудного детектирования могут быть совмещены в одном устройстве.

Для увеличения коэффициента передачи дифференциального детектора вместо пикового детектора можно использовать детектор со сбросом, который запоминает амплитуду импульсов на время, несколько меньшее периода повторения $T_п$. Такие схемы были рассмотрены при описании демодуляторов АИМ (см. т. 1, § 11-12).

Сравнивая выражения для $u_{в.р}$ и $\Delta u_{в.р}$, приходим к заключению, что они совпадают с точностью до множителя, стоящего перед разностью $t_п—t_р$. Отсюда следует, что характеристика $u_{в.р}=\psi(\xi)$ совпадает по форме с $\Delta u_{в.р}=\varphi(\xi)$, причем для линейного участка *ab* (рис. 22-86, *б*)

$$u_{в.р} = K_р\,\xi,$$

где

$$K_р = 2K_{а.р}K_дK_{пр}U_и.$$

При учете инерционности сглаживающего фильтра пропорциональный ВР можно приближенно считать инерционным звеном с коэффициентом передачи $K_р$ и постоянной времени, равной постоянной времени фильтра пиковых детекторов.

Если на вход радиоприемника вместе с радиоимпульсом воздействует широкополосный (белый) шум, напряжение на выходе видеоусилителя (на входе временного различителя) будет состоять из видеоимпульса с амплитудой $U_и$ и шумовых импульсов. Можно показать [Л. 13], что корреляционная функция шумовых импульсов

$$R_ш(\tau) \cong \sigma_ш^2 e^{-\gamma\tau^2},$$

где $\sigma_ш^2$ —дисперсия шума, пропорциональная спектральной плотности шума N_0 на входе приемника, полосе пропускания B и квадрату коэффициента передачи K_0:

$$\sigma_ш^2 \cong K_0^2 N_0 B;$$

$$\gamma = 7{,}2\,B^2.$$

При вычислении $U_и$ необходимо иметь в виду, что в амплитудном детекторе радиоприемника происходит подавление сигнала шумом, так что

$$U_и = U_{и0}K_п,$$

где коэффициент подавления $K_п$ зависит от отношения эффективного значения напряжения $U_{m0}/\sqrt{2}$ сигнала на входе детектора к среднеквадратичному значению помехи σ_0:

$$q = \frac{U_{m\,0}}{\sqrt{2}\,\sigma_0}.$$

Для $q=1$ $K_п=0{,}4$, для $q=4$ $K_п\approx0{,}8$. С увеличением q $K_п$ растет, стремясь при $q\to\infty$ к единице.

Приближенно для помех малого уровня можно считать, что в результате прохождения импульсов сигнала и помехи через временной различитель к сигналу, обусловленному рассогласованием ξ, добавляется шумовое напряжение со спектральной плотностью:

для интегрирующего ВР

$$S_{в.р}(\omega) = (0{,}2 \div 0{,}12)\,K_{в.р}^2 \frac{t_с^2}{U_и^2 T_п \omega^2}\,\sigma_ш^2;$$

для пропорционального ВР (с использованием дифференциального детектора со сбросом):

$$S_{в.р}(\omega) = (0{,}2 \div 0{,}12)\,\frac{4K_р^2 t_с^2}{U_и^2 T_п} \times$$

$$\times \left[\frac{\sin\dfrac{\omega T_п}{2}}{\omega}\right]^2 \sigma_ш^2.$$

С помощью приведенных выражений можно вычислить ошибки измерения дальности, обусловленные указанным шумом.

Структурные схемы линейных систем АСД. Анализ дискретных линейных режимов

В линейном режиме система работает при малых рассогласованиях ξ, когда рабочая точка не выходит за пределы линейных участков *a*, *b* характеристик временны́х различителей (рис. 22-86). Структурная

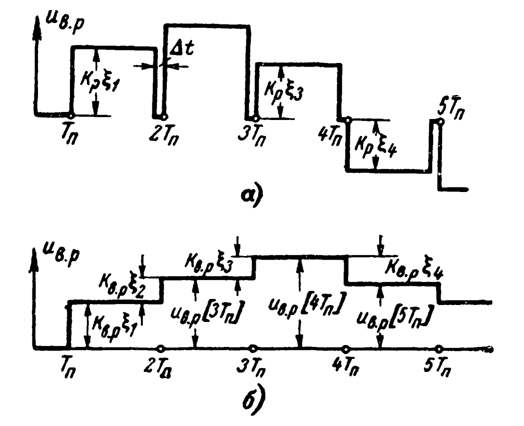


Рис. 22-94. Временны́е диаграммы напряжений на выходе ВР различных типов.

а — пропорциональный с детектором со сбросом; *б* — интегрирующий.

схема системы зависит от вида используемого временно́го различителя. На рис. 22-94 изображены временны́е диаграммы напряжений на выходе различителей, для которых будет находиться эквивалентная структурная схема.

Величина $u_{в\ р}[nT_п]$ напряжения на выходе *пропорционального* ВР (рис. 22-94, *а*) пропорциональна рассогласованию ξ_n в *n*-й период повторения импульсов:

$$u_{в.р}[nT_п] = K_р\,\xi_n.$$

Временна́я диаграмма соответствует использованию детектора со сбросом, причем без существенной погрешности можно считать, что величина Δt настолько мала, что не влияет на процессы в системе.

В этих условиях ВР является экстраполятором нулевого порядка, и, следовательно, его можно представить в виде δ-ключа и формирующего устройства с передаточной функцией (см. стр. 106)

$$W_{ф.у}(p) = \left[\frac{z-1}{z}\,\frac{1}{p}\right] K_р.$$

Здесь z — параметр z-преобразования, p — оператор преобразования Лапласа, $K_р$ — коэффициент передачи временно́го различителя.

Обозначив передаточную функцию промежуточных элементов $W_{п\,э}(p)$ и учитывая, что коэффициент передачи исполнительного устройства равен $K_у$, придем к структурной схеме на рис. 22-95, *а*. Напряжение $u_у$ при этом связано линейной зависимостью с выходной величиной $t_{вых}$ и, следовательно, пропорционально измеренному значению дальности $Д_и$. Импульсная передаточная функция разомкнутой системы (см. (21-83), стр. 106).

$$W(z) = K_э\frac{z-1}{z}Z\left\{\frac{1}{p}\,W_{п.э}(p)\right\},$$

где $K_э = K_р K_у$ — коэффициент передачи системы.

Для ВР интегрирующего типа на линейном участке напряжение на выходе после прохождения *n*-го отраженного импульса остается постоянным (рис. 22-94, *б*) и равным

$$u_{в.р}^{[n]} = \sum_{i=0}^{n-1} \Delta u_{в.р}\,[iT_п],$$

причем

$$\Delta u_{в.р}\,[iT_п] = K_{в.р}\,\xi_i.$$

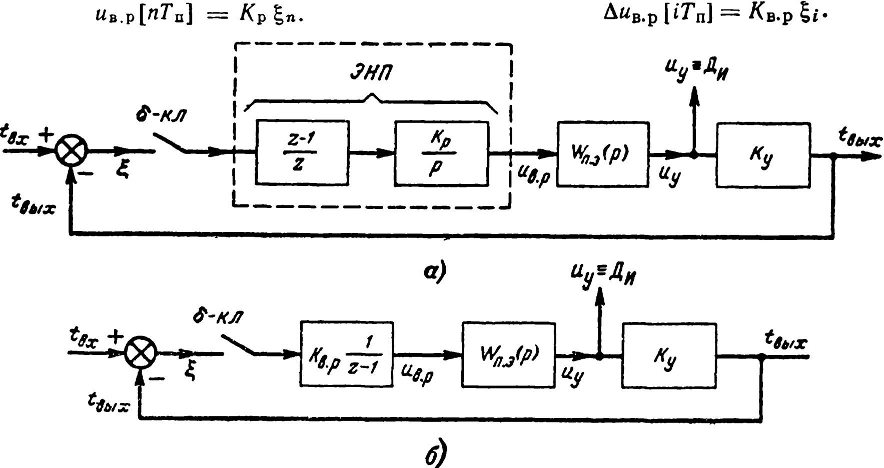


Рис. 22-95 Структурные схемы систем АСД с различными типами временны́х различителей.

а — с инерционным ВР; ЭНП — экстраполятор нулевого порядка; *б* — с интегрирующим ВР; $u_{в.р}$ — напряжение на выходе ВР; $u_у$ — управляющее напряжение.

При написании этой и последующих формул полагают, что первый по времени отраженный импульс соответствует $n=0$.

Учитывая, что z-преобразование суммы выражается формулой (см. стр. 96)

$$Z\left\{\sum_{i=0}^{n-1} \Delta u_{в.р}[nT_п]\right\} = \frac{1}{z-1} F(z),$$

где $F(z)$ — z-преобразование решетчатой функции $\Delta u_{в.р}$, получаем:

$$Z\{u_{в.р}[nT_п]\} = K_{в.р} \frac{1}{z-1} Z\{\xi_n\}.$$

Той же передаточной функцией с точностью до постоянного множителя описывается соединение экстраполятора нулевого порядка и интегрирующего звена (см. выражение 21-84, стр. 107), так что дискретная передаточная функция эквивалентного формирующего устройства будет:

$$W_{ф.у}(z) = \frac{K_{в.р}}{T_п} \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{p^2}\right\}.$$

Следовательно, структурная схема интегрирующего ВР состоит из δ-ключа и звеньев $\frac{K_{в.р}}{T_п}$, $\frac{z-1}{z}$, $1/p^2$. Для получения структурной схемы всей системы необходимо ввести передаточную функцию промежуточных элементов $W_{п.э}(p)$.

Импульсная передаточная функция разомкнутой системы

$$W(z) = \frac{K_{в.р}K_у}{T_п}\left[\frac{z-1}{z}\right] Z\left\{\frac{W_{п.э}(p)}{p^2}\right\}. \quad (22\text{-}41)$$

Система с одним интегратором. Для *пропорционального* ВР промежуточные элементы представляют собой интегрирующее звено и, следовательно

$$W_{п.э}(p) = \frac{1}{p}.$$

Таким образом, импульсная передаточная функция (рис. 22-96)

$$W(z) = K_э \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1}{p^2}\right\}. \quad (22\text{-}42)$$

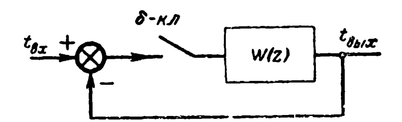


Рис. 22-96. Эквивалентная структурная схема системы АСД как системы дискретного регулирования.

Учитывая (см. стр. 91, табл. 21-9), что

$$Z\left\{\frac{1}{p^2}\right\} = \frac{T_п z}{(z-1)^2}, \quad (22\text{-}43)$$

получаем:

$$W(z) = K_э T_п \frac{1}{z-1} = K \frac{1}{z-1}. \quad (22\text{-}44)$$

Здесь обозначено: $K = K_э T_п = K_р K_у T_п$ — коэффициент передачи системы.

В случае использования *интегрирующего* ВР промежуточные элементы отсутствуют, т. е. $W_{п.э}=1$. Поэтому из (22-41) получаем:

$$W(z) = K \frac{1}{z-1}, \quad (22\text{-}45)$$

где $K = K_{в.р}K_у$ — коэффициент передачи системы.

Таким образом, передаточные функции обеих систем тождественны.

В соответствии с выражением (21-90) (стр. 108) передаточная функция замкнутой системы (для $\varepsilon=0$)

$$\Phi(z) = \frac{W(z)}{1+W(z)} = \frac{K}{z-1+K}. \quad (22\text{-}46)$$

Найдем условия устойчивости. В соответствии с алгебраическим критерием (см. стр. 117) запишем полином знаменателя передаточной функции

$$B(z) = b_0 z + b_1 z = z - 1 + K,$$
$$b_0 = 1;\ b_1 = -1 + K.$$

Система устойчива, если $b_0+b_1>0$ и $b_0-b_1>0$. Первое из этих условий приводит к тривиальному результату: $K>0$. Второе дает: $1+1-K>0$ или $K<2$. Таким образом, в системе существует критический коэффициент передачи $K_{кр}=2$, превышение которого ведет к потере устойчивости.

Система с передаточной функцией (22-46) является астатической с астатизмом первого порядка, поскольку $W(z)$ имеет однократный полюс в точке $z=1$ (см. стр. 115). Отсюда следует, что при постоянном входном сигнале установившееся значение ошибки $\xi_{уст}=0$, а при линейно нарастающем сигнале устанавливается постоянная (скоростная) ошибка [см. разд. 21, формулу 21-121]

$$\xi_{уст} = \frac{\dot{t}_{вх}}{KF_п},$$

где $\dot{t}_{вх}$ — постоянная скорость изменения входной величины.

Переходная характеристика системы находится из равенства (21-108), которое запишем для $\varepsilon=0$

$$h[nT_п] = \Phi[1] - \sum_{\nu=1}^{r} \frac{A(z_\nu)}{B'(z_\nu)(1-z_\nu)} z_\nu^n.$$

Здесь z_ν — полюсы передаточной функции (22-46). В нашем случае есть единственный полюс: $z_1 = -(-1+K) = 1-K$.

Так как $\Phi[1]=1$, $A(z_\nu)=K$, $B'(z_\nu)=1$, то

$$h[n] = t_{вых}[n] = 1-(1-K)^n. \quad (22\text{-}47)$$

Вид переходной характеристики зависит от величины K (рис. 22-97).

При $K<1$, как следует из выражения (22-47), процесс установления носит нарастающий характер; при $K>1$ (но $K<2$) процесс установления является колебательно-затухающим.

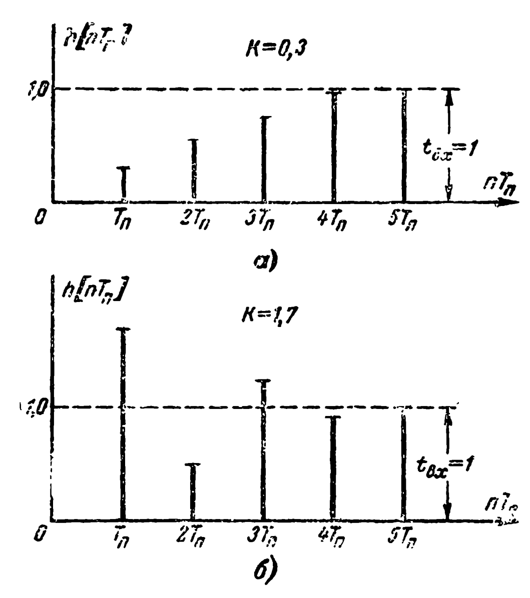


Рис. 22-97. Переходные характеристики систем АСД в дискретных точках $n\,T_п$.

$а$ — для $K<1$; $б$ — для $K>1$.

Заметим, что формально можно найти величину $t_{вых}$ также в промежуточных точках. Однако выходные селекторные импульсы и, следовательно, величину $t_{вых}$ можно наблюдать только в дискретные моменты времени $nT_п$. Непрерывно меняется лишь управляющее напряжение $u_у[nT_п, \varepsilon]= =\frac{h[nT_п, \varepsilon]}{K_у}$, причем значения $u_у$ могут быть найдены в любой промежуточной точке периода. Для этого достаточно записать передаточную функцию разомкнутой системы (см. рис. 22-96) в виде $W(z, \varepsilon)$, а замкнутой — в виде $\Phi(z, \varepsilon)$ и применить соответствующие формулы гл. 21. Здесь выявляются различия между схемами с пропорциональным и интегрирующим ВР. В первом случае происходит интегрирование напряжения на $u_{в.р}$, так что при постоянном рассогласовании выходное напряжение в интервалах между точками $nT_п$ ВР изменяется линейно (рис. 22-98). Во втором случае напряжение в интервалах между точками $nT_п$ сохраняется постоянным и скачкообразно изменяется в каждой тактовой точке на такую определенную величину, что оба напряжения в тактовых точках оказываются одинаковыми.

Найдем математически характер изменения величины в промежуточных точках переходной характеристики для системы АСД с пропорциональным ВР.

В соответствии с выражением (22-42) для модифицированной импульсной передаточной функции (с учетом ε) запишем:

$$W(z, \varepsilon) = K_э \frac{z-1}{z} Z_\varepsilon \left\{\frac{1}{p^2}\right\},$$

что дает (см. табл. 21-9)

$$W(z, \varepsilon) = K_э \frac{z-1}{z} z \left[\frac{\varepsilon T}{z-1} + \right.$$

$$\left. + \frac{T_п}{(z-1)^2}\right] = K\left[\varepsilon T_п + \frac{T_п}{z-1}\right].$$

Учитывая формулу (21-90, стр. 108)

$$\Phi(z, \varepsilon) = \frac{W(z, \varepsilon)}{1+W(z)},$$

получаем:

$$\Phi(z, \varepsilon) = \frac{K_э\left[\varepsilon T_п + \frac{T_п}{z-1}\right]}{1+\frac{K_э T_1}{z-1}} =$$

$$= K_э \frac{\varepsilon T_п(z-1) + T_п}{z-1+K_э T_п} = \frac{K\varepsilon(z-1)+K}{z-1+K}.$$

Тогда в соответствии с формулой (21-108) запишем:

$$\Phi(1, \varepsilon) = 1; \quad z_\nu = 1-K; \quad A(z_\nu, \varepsilon) =$$

$$= -K^2\varepsilon + K; \quad B'(z_\nu) = 1$$

и, следовательно,

$$h[nT_п] = 1 + (K\varepsilon - 1)(1-K)^n,$$

а

$$u_у = \frac{1}{K_у}[1-(1-K)^n + K\varepsilon(1-K)^n]. \quad (22\text{-}48)$$

Таким образом, напряжение $u_у$ на входе устройства временной задержки в интервалах между тактовыми точками меняется по закону (22-48') (см. рис. 22-98),

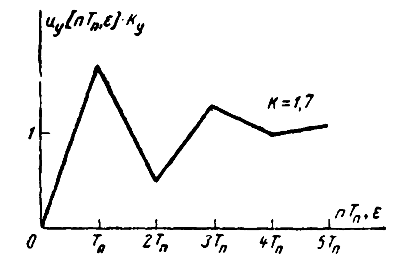


Рис. 22-98. Зависимость управляющего напряжения от времени для системы АСД с пропорциональным ВР.

Запишем далее передаточную функцию для ошибки. В соответствии с равенством (21-92) получим:

$$\Phi_f(z) = \frac{1}{1+W(z)} = \frac{z-1}{z-1+K}.$$

Отсюда для z-преобразования рассогласования находим:

$$\xi(z)=\frac{z-1}{z-1+K}\cdot t_{\text{вх}}(z).$$

Обратное преобразование от этого выражения дает зависимость рассогласования как функцию дискретного аргумента. Так,

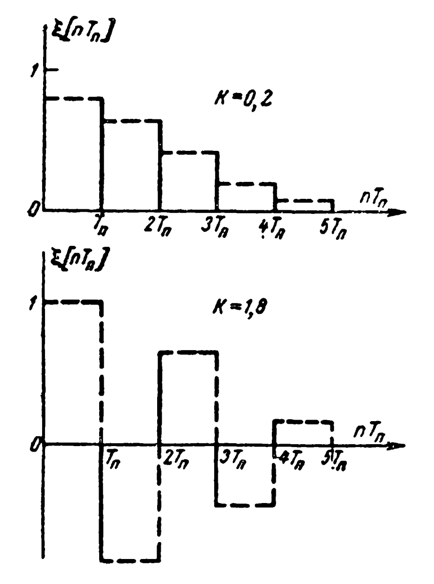


Рис. 22-99. Зависимость $\xi[nT_{\text{п}}]$ при скачкообразном изменении дальности.

а — для $K<1$; *б* — для $K>1$.

например, если $t_{\text{вх}}(t)=1(t)$, то в соответствии с табл. (21-9)

$$t_{\text{вх}}(z)=\frac{z}{z-1}.$$

и

$$\xi(z)=\frac{z-1}{z-1+K}\,\frac{z}{z-1}=\frac{z}{z-e^{\lambda T_{\text{п}}}},$$

где

$$e^{\lambda T_{\text{п}}}=1-K.$$

Тогда по табл. 21-9 получаем:

$$\xi[nT_{\text{п}}]=e^{n\lambda T_{\text{п}}}1(t)=(1-K)^{nT_{\text{п}}}.$$

При $K<1$ величина $\xi[nT_{\text{п}}]$ будет последовательно убывать, стремясь к нулю, при $K>1$ (но $K<2$) величина $\xi[nT_{\text{п}}]$ будет знакопеременной, убывая по модулю с ростом n (рис. 22-99).

Нелинейный дискретный режим

Если снять ограничение относительно того, что рассогласование ξ не выходит за пределы линейного участка характеристики ВР, то для описания процессов в системе АСД необходимо составить уравнения в конечных разностях, которые, естественно, являются нелинейными и будут переходить в линейные лишь при ограничении участками *ab* на характеристиках ВР (рис. 22-86). Эти уравнения составим для системы АСД с одним интегратором и ВР двух типов только для моментов времени $nT_{\text{п}}$. В дальнейшем принято, что пропорциональный ВР имеет дифференциальный детектор со сбросом, а величина $\Delta t\approx 0$ (рис. 22-94, *а*).

Предположения относительно вида дифференциального детектора ВР не носят принципиального характера и сделаны лишь с целью упрощения анализа.

На рис. 22-100 изображены временные диаграммы, характеризующие работу ВР в системе АСД, причем временные диаграммы *П* относятся к пропорциональному, а *И* — интегрирующему ВР.

Зондирующие *З* и отраженные *О* импульсы следуют с периодом $T_{\text{п}}$, временные интервалы между зондирующим и отраженным импульсами $t_{\text{вх}}[n]$ являются входными для системы, а временные интервалы между зондирующими и следящими $t_{\text{вых}}[n]$ — выходными.

Характеристика пропорционального различителя является нелинейной функцией рассогласования (рис. 22-86) $[u_{\text{в.р}}=\psi(\xi)]$. Напряжение на выходе этого различителя $u_{\text{в.р}}[n]$ сразу после прохождения n—1-го импульса является функцией рассогласования ξ_{n-1} в момент времени $(n-1)\,T_{\text{п}}$, т. е. $u_{\text{в.р}}[n]=\psi(\xi_{n-1})$.

Для различителя интегрирующего типа от рассогласования ξ_{n-1} зависит не само выходное напряжение, а лишь его приращение: $\Delta u_{\text{в.р}}[n-1]=\varphi(\xi_{n-1})$, так что напряжение на выходе ВР сразу после прохождения n-го импульса

$$u_{\text{в.р}}[n]=u_{\text{в.р}}[n-1]+\Delta u_{\text{в.р}}[n-1].$$

Перейдем к составлению уравнений для рассогласований.

Для системы АСД с пропорциональным различителем (рис. 22-100, временные диаграммы *П*) рассогласование к n-му периоду

$$\xi_n=t_{\text{вх}}[n]-t_{\text{вых}}[n] \qquad (22\text{-}49)$$

К $(n+1)$-му периоду временное запаздывание отраженного импульса $t_{\text{вх}}[n+1]$ изменится за счет перемещения цели на некоторую величину $t_v[n]$, пропорциональную скорости цели. Так как за период $T_{\text{п}}$ дальность до цели изменяется на величину $\Delta Д_{\text{п}}$, то

$$t_v[n]=\frac{2\Delta Д_{\text{п}}}{c}$$

(c — скорость распространения электромагнитных колебаний).

Поделив левую и правую части равенства на $T_{\text{п}}$, найдем:

$$\frac{t_v[n]}{T_{\text{п}}}=\frac{2\Delta Д_{\text{п}}}{cT_{\text{п}}}=\frac{2v_{\text{ц}}[n]}{c}.$$

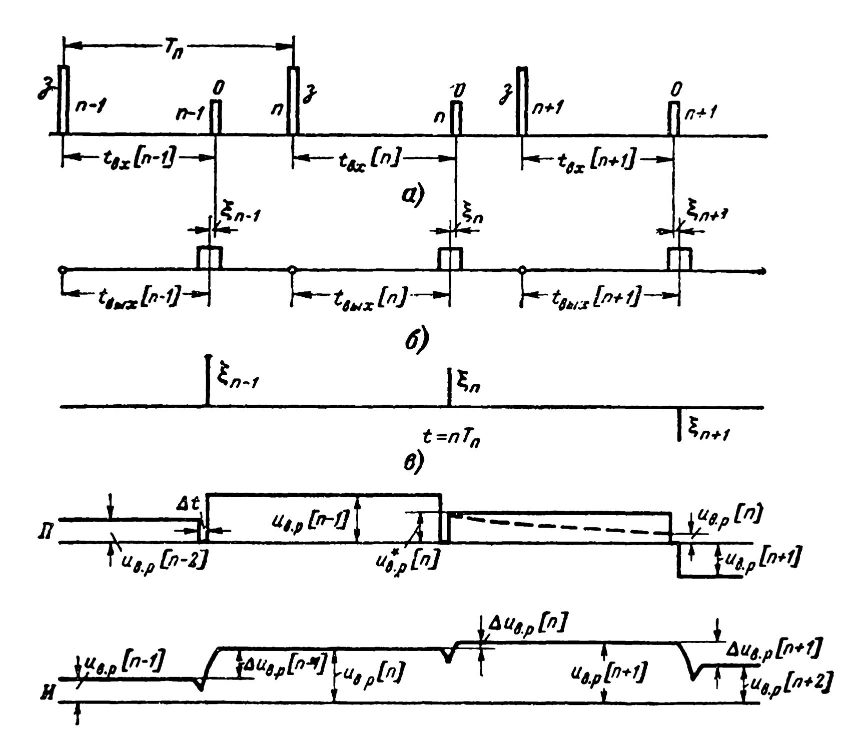


Рис. 22-100. Временные диаграммы для систем АСД.

а — последовательность зондирующих *З* и отраженных *О* импульсов; *б* — следящие импульсы; *в* — временные рассогласования; *П* — напряжение на выходе пропорционального ВР; *И* — напряжение на выходе интегрирующего ВР.

Следовательно, величина $t_v[n]$ связана со скоростью цели $v_ц[n]$ соотношением

$$t_v[n] = \frac{2v_ц[n]}{cF_п},$$

где $F_п = 1/T_п$ — частота повторения импульсов.

Таким образом,

$$t_{вх}[n+1] = t_{вх}[n] + t_v[n].$$

Найдем выходной сигнал в $(n+1)$-й период, т. е. величину $t_{вых}[n+1]$. Ясно, что

$$t_{вых}[n+1] = K_у u_у[n+1],$$

где $u_у[n+1]$ — напряжение на выходе интегратора (входе управителя) к концу n-го [началу $(n+1)$-го] периода, т. е. при $t = (n+1)T_п$.

Ясно, что $u_у[n+1]$ является результатом интегрирования напряжения $u^*_{в.р}[n]$ сразу после прохождения n-го импульса в течение времени, равного одному периоду:

$$u_у[n+1] = K_и \int\limits_{nT_п}^{(n+1)T_п} u^*_{в.р}[n]\,dt + u_у[n], \qquad (22\text{-}50)$$

где $K_и$ — коэффициент передачи интегратора, 1/*сек*;

$u_у[n]$ — напряжение на выходе интегратора в момент $nT_п$.

Так как (см. рис. 22-100)

$$u^*_{в.р}[n] = \psi(\xi_n),$$

то

$$u_у[n+1] = K_и\psi(\xi_n)T_п + u_у[n]. \qquad (22\text{-}51)$$

Рассогласование к моменту $(n+1)T_п$ равно:

$$\xi_{n+1} = t_{вх}[n+1] - t_{вых}[n+1].$$

Подставляя сюда выражения для $t_{вх}[n+1]$ и $t_{вых}[n+1]$, получаем:

$$\xi_{n+1} = t_{вх}[n] + t_v[n] - \{K_у u_у[n+1]\} = t_{вх}[n] + t_v[n] - K_у\{\psi(\xi_n)T_и + u_у[n]\} = \xi_n + t_v[n] - K_у K_и T_п \psi(\xi_n).$$

Здесь учтено, что $t_{вых}[n] = K_у u_у[n]$.

Следовательно, рассогласования в $(n+1)$-й и n-й периоды связаны нелинейным уравнением

$$\xi_{n+1} = \xi_n + t_v[n] - K_у K_и T_п \psi(\xi_n). \qquad (22\text{-}52)$$

Для линейного участка ab $\psi(\xi_n)=K_p\xi_n$ и

$$\xi_{n+1} = \xi_n + t_v[n] - K_и K_у K_р T_п \xi_n = \xi_n(1-K) + t_v[n], \quad (22\text{-}53)$$

где

$$K = K_у K_р K_и T_п.$$

Полученное уравнение относится к ВР с дифференциальным детектором со сбросом. Если в дифференциальном детекторе применяется пиковое детектирование, так что конденсатор ВР в течение периода $T_п$ разряжается с постоянной времени $T_{в.р}$ (временна́я диаграмма *П* для одного периода в этом случае обозначена на рис. 22-100 пунктиром), то в равенстве (22-50) вместо $u^*_{в.р}[n]$ необходимо подставить функцию $u^*_{в.р}\exp(-t/T_{в.р})$, где по-прежнему $u^*_{в.р}[n]=\psi(\xi_n)$. Соответственно выражение (22-51) запишется так:

$$u_у = K_и \psi(\xi_n) T_{в.р}\left(1-e^{-\frac{T_п}{T_{в.р}}}\right) + u_у[n].$$

Уравнение для рассогласований будет отличаться от (22-53) лишь коэффициентом K, который в этом случае имеет величину

$$K' = K_у K_р K_и T_{в.р}\left(1-e^{-\frac{T_п}{T_{в.р}}}\right).$$

Для системы АСД с интегрирующим ВР получим аналогичное уравнение.

Учитывая, что (см. рис. 22-100, диаграммы *И*)

$$t_{вых}[n+1] = t_{вых}[n] + K_у \Delta u_{в.р}[n],$$

где $\Delta u_{в.р}[n]=\varphi(\xi_n)$ — приращение напряжения на выходе ВР после прохождения n-го импульса, получаем:

$$\xi_{n+1} = t_{вх}[n+1] - t_{вых}[n+1] = t_{вх}[n] + t_v[n] - (t_{вых}[n] + K_у\Delta u_{в.р}[n]) = \xi_n + t_v[n] - K_у\varphi(\xi_n).$$

Таким образом, мы приходим к аналогичному уравнению

$$\xi_{n+1} = \xi_n + t_v[n] - K_у\varphi(\xi_n). \quad (22\text{-}54)$$

Для линейного участка ab характеристики

$$\xi_{n+1} = \xi_n + t_v[n] - K_у K_{в.р}\xi_n = \xi_n(1-K) + t_v[n] = \xi_n(1-K) + t_{вх}[n+1] - t_{вх}[n], \quad (22\text{-}55)$$

где

$$K = K_{в.р}K_у.$$

Учитывая, что $K_{в.р}=K_р/T_п$, приходим к заключению, что оба уравнения (22-53) и (22-55) тождественны и их z-преобразование приводит к найденному ранее по передаточной функции для рассогласования соотношению

$$[z-(1-K)]Z\{\xi_n\} = Z\{t_v[n]\} = (z+1)Z[t_{вх}].$$

Обозначив

$$K_и T_п \psi(\xi) = \varphi(\xi),$$

придем к выводу о совпадении нелинейных уравнений (22-54) и (22-52) в конечных разностях, описывающих процессы в системах АСД с временны́ми различителями обоих типов.

Анализ этих уравнений удобно провести на разностно-фазовой плоскости ξ_{n+1}, ξ_n.

Положим вначале, что цель неподвижна, т. е. $t_v[n]=0$ и

$$\xi_{n+1} = \xi_n - K_у\varphi(\xi_n). \quad (22\text{-}56)$$

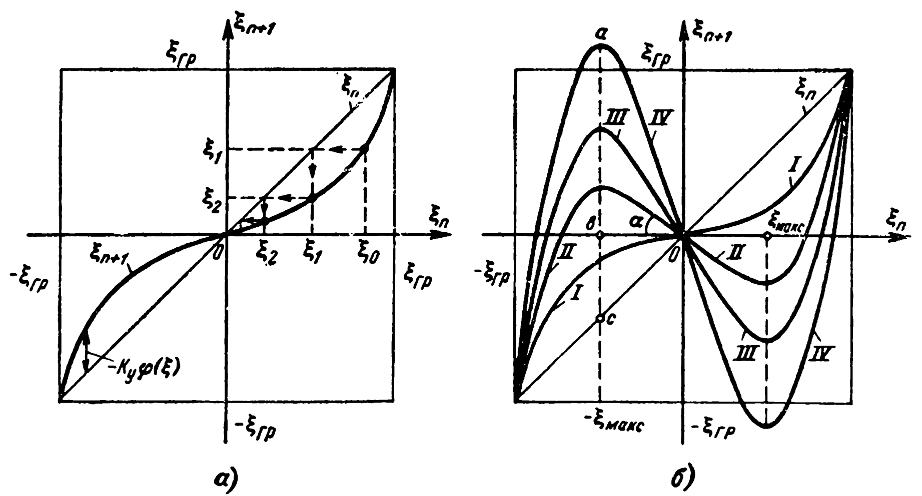


Рис. 22-101. Фазовая плоскость для уравнения системы АСД с одним интегратором.

а — фазовая траектория для малого значения $K_у$; *б* — семейство фазовых траекторий для различных значений $K_у$ ($K_{уI} < K_{уII} < K_{уIII} < K_{уIV}$).

Для построения единственной фазовой траектории (см. разд. 21) необходимо к прямой ξ_n добавить взятую с обратным знаком характеристику ВР (рис. 22-86, *а*), предварительно увеличив ее в $K_у$ раз. На рис. 22-101, *а* приведена одна траектория, а на рис. 22-101, *б* четыре такие фазовые траектории, соответствующие четырем различным значениям коэффициента $K_у$ ($K_{уI}<K_{уII}<K_{уIII}<K_{уIV}$).

Каждая точка фазовой траектории определяет значение $(n+1)$-го рассогласования по заданному n-му рассогласованию. Последующее рассогласование ξ_{n+1} находится по предыдущему (ξ_n) путем построения ступенчатой кривой, как показано на рис. 22-101, *а*. (Напомним, что прямая $\xi=\xi_n$ идет под углом 45° к оси абсцисс.)

Характер процесса установления определяется знаком производной фазовой траектории в начале координат. Величина производной находится путем дифференцирования равенства (22-56) по ξ_n:

$$\frac{d\xi_{n+1}}{d\xi_n}=1-K_у\left(\frac{d\varphi}{d\xi_n}\right)_{\xi_n=0}.$$

Следовательно, при $K>1$ производная отрицательна (кривые *II—IV* на рис. 22-101, *б*) и процесс установления рассогласования будет знакопеременным; при $K<1$ (рис. 22-101, *а*, и кривая *I* на рис. 22-101, *б*) знак рассогласования в процессе установления не меняется. При $K>2$ (когда $\operatorname{tg}\alpha>1$ и $a>45°$) система будет неустойчивой в линейном приближении и рассогласование ξ_n не будет стремиться к определенному пределу. Однако если кривая ξ_{n+1} не выходит за пределы квадрата со стороной $2\xi_{гр}$, то следящие импульсы не выходят из «зацепления» с отраженным импульсом. При этом наблюдаются периодические колебания (с периодом $T_п$) следящих импульсов относительно отраженных импульсов. Такую систему можно назвать условно устойчивой в обобщенном смысле.

Условие условной устойчивости выполняется, если (см. рис. 22-101, *б*) $\overline{ab}<\xi_{гр}$, т. е. $\overline{ac}-\overline{bc}<\xi_{гр}$ или

$$|K_у\,\varphi(\xi_{макс})|-\xi_{макс}<\xi_{гр}.$$

В случае полигональной аппроксимации характеристики ВР (см рис. 22-90, *а*),

$$\varphi(\xi_{макс})=K_{в.р}\frac{t_и}{2};\quad \xi_{гр}=\frac{3}{2}t_и$$

и для критического коэффициента передачи, соответствующего переходу от устойчивого режима к неустойчивому, получаем: $K_{кр}=4$.

Если цель движется равномерно со скоростью $v_ц$, то фазовая траектория смещается на величину t_v вдоль оси ординат (рис. 22-102), где $t_v=2v_ц/cF_п$. Из двух состояний равновесия A_1, A_2 лишь первое является устойчивым. Ему соответствует постоянное рассогласование $\xi_{уст}$. Учитывая основное уравнение, находим, что для этого состояния равновесия

$$K_у\,\varphi(\xi_{уст})=t_v. \qquad (22\text{-}57)$$

Полученное равенство определяет установившееся (постоянное) рассогласование — скоростную ошибку $\xi_{уст}$, которая имеет место в системе при равномерном движении цели.

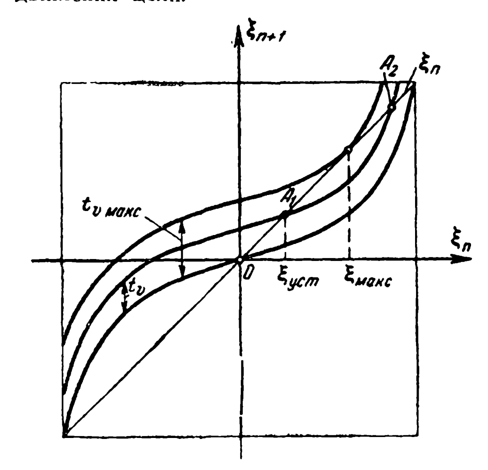


Рис. 22-102. Фазовые траектории с учетом перемещения цели ($t_v\neq 0$).

Для небольших скоростей цели, когда рассогласование $\xi_{уст}$, соответствующее точке A_1, не выходит за пределы линейного участка характеристики ВР,

$$K_уK_{в.р}\,\xi_{уст}=t_v$$

или

$$\xi_{уст}=\frac{t_v}{K_у\,K_{в.р}}=\frac{t_v}{K},$$

т. е. установившаяся динамическая ошибка измерения дальности

$\xi_{уст}=\dfrac{\dot t_{вх}}{KF_п}$ и $\Delta Д_{уст}=\dfrac{v_ц}{KF_п}$, так как $\dot t_{вх}=t_v/K_п$.

Эта формула совпадает с найденной ранее формулой (стр. 207) при анализе линейных режимов работы системы.

Если скорость цели настолько велика, что обе точки A_1 и A_2 сливаются в одну, состояние равновесия исчезает и сопровождение цели прекращается. Условие срыва (прекращения) слежения найдется из равенства (22-57) при подстановке значения $\xi=\xi_{макс}$:

$$t_{v\,макс}=K_у\,\varphi(\xi_{макс})$$

или

$$v_{ц.макс}=\frac{cF_п\,K_у\,\varphi(\xi_{макс})}{2}.$$

Таким образом, учет нелинейности характеристик ВР приводит к появлению двух новых явлений — срыва слежения и условной устойчивости (сохране-

ния устойчивости при $K>2$). Благодаря нелинейной зависимости $\varphi(\xi)$ достигается также селекция целей по дальности, поскольку при расстояниях между объектами, соответствующих рассогласованиям, превышающим $\pm\xi_{гр}$, слежение осуществляется только за одним из них, а другие объекты на процесс сопровождения влияния не оказывают.

Система АСД как система непрерывного регулирования

В реальных условиях работы параметры систем АСД обычно выбираются так, что правомерна замена дискретной системы эквивалентной системой непрерывного регулирования. Не останавливаясь на формулировке условий, при которых такая замена допустима (см. стр. 121) отметим, что погрешность будет тем меньше, чем больше периодов $T_п$ приходится на время процесса установления в эквивалентной непрерывной системе.

Предполагается, что система АСД является линейной. Тогда пропорциональный ВР заменяется эквивалентным пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $K_р$ (рис. 22-103).

Для интегрирующего ВР

$$u_{в.р} = \sum_{i=1}^{n} \Delta u_{в.р\,i} = \frac{1}{T_п}\sum_{i=1}^{n} K_{в.р}\,\xi_i T_п \approx \frac{1}{T_п}\int K_{в.р}\,\xi\,dt,$$

т. е. $$W_{в.р}(p) = \frac{u_{в.р}(p)}{\xi(p)} = \frac{K_р}{p},$$

где

$$K_р = K_{в.р} F_п.$$

Таким образом, ВР эквивалентен интегрирующему звену с коэффициентом передачи $K_р$. Если условиться считать, что произведения коэффициентов передачи пропорционального ВР и интегратора системы

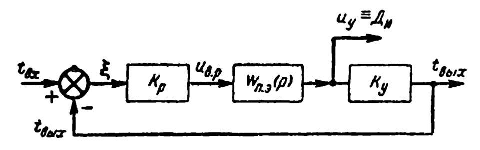


Рис. 22-103. Общая структурная схема системы АСД, рассматриваемой как система непрерывного регулирования.

$K_р$, $K_у$ — коэффициенты передачи ВР и устройства временной задержки; $W_{п.э}(p)$ — передаточная функция промежуточных элементов системы.

АСД составляют величину, равную $K_р$ (если принять $K_и=1$), обе структурные схемы системы с интегрирующим ВР и пропорциональным ВР и интегратором совпадут и сведутся к эквивалентной структурной схеме с передаточной функцией (рис. 22-103)

$$W(p) = K_р W_{п.э}(p) K_у.$$

Свойства систем АСД зависят от их структуры. Типовыми являются система АСД с одним интегратором, а также с двумя интеграторами и корректирующей цепью.

Система АСД с одним интегратором. В системе с интегрирующим ВР $W_{в.р}=K_р/p$ и в состав системы, помимо ВР, входит звено с коэффициентом передачи $K_у$ (устройство временной задержки). В системе с пропорциональным ВР, помимо звеньев с коэффициентами передачи $K_р$ и $K_у$, имеется интегрирующий элемент (т. е. $W_{п.э}(p) = K_и/p$ — рис. 22-104, *а*).

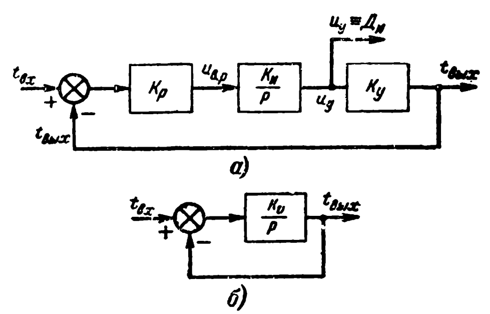


Рис. 22-104. Структурная схема системы АСД с одним интегратором.

а — исходная; *б* — приведенная

Таким образом, передаточная функция разомкнутой системы в обоих случаях (рис. 22-104, *б*)

$$W(p) = \frac{K_v'}{p},$$

где коэффициент передачи по скорости

$$K_v = \begin{cases} K_р K_у = K_{в.р} K_у F_п'' = K F_п \text{ — для системы с интегрирующим ВР;} \\ K_р\, K_у\, K_и \text{ — для системы с пропорциональным ВР} \end{cases}$$

Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{K_v}{p+K_v} = \frac{1}{\tau p + 1}$$

(здесь $\tau = 1/K_v$) эквивалентна инерционному звену.

Переходная характеристика системы представляет собой экспоненту с постоянной времени τ

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

При скачке величины входного времени $t_{вх0}$ выходная величина

$$t_{вых}(t) = t_{вх\,0}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

Время регулирования в системе

$$t_р = 2{,}5\,\tau = \frac{2{,}5}{K_v}.$$

Замена дискретной системы непрерывной допустима, если $t_р \gg T_п$. Выразим это условие равенством $t_р = mT_п$, где $m \gg 1$ (например $m = 25$).

Следовательно, должно выполняться условие:

$$2{,}5/K_v \geqslant 25\ T_п,$$

т. е.

$$K_v \leqslant 0{,}1\ F_п [1/сек].$$

Таким образом, замена допустима при достаточно малом по сравнению с частотой повторения коэффициенте передачи. Учитывая, что $K_v = KF_п$, получаем условие эквивалентности в виде

$$K = K_{в.р} K_у \leqslant 0{,}1.$$

При постоянной скорости перемещения цели $v_ц$ в системе устанавливается скоростная ошибка

$$\Delta Д_{уст} = \frac{v_ц}{K_v}.$$

Система АСД обладает памятью по дальности. Это означает, что при глубоких замираниях (федингах — см. стр. 220), когда амплитуда отраженного импульса становится очень малой (близкой к нулю) и цепь регулирования размыкается, напряжение $u_у$ на выходе интегратора остается неизменным. Следовательно, сохраняется неизменным (запоминается) временное положение следящих импульсов, т. е. величина $t_{вых}$. Если, пока происходит замирание, отраженный и следящий импульсы «разошлись» во времени незначительно, режим слежения вновь восстанавливается.

Система с одним интегратором и инерционным звеном. В некоторых случаях ВР следует аппроксимировать не пропорциональным, а инерционным звеном. Это бывает, например, если в интегрирующем ВР учесть шунтирующее действие входного сопротивления последующих каскадов или в

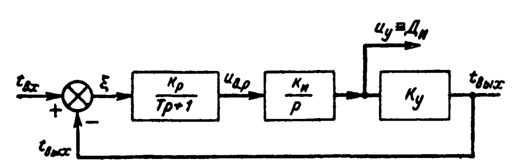


Рис. 22-105. Структурная схема системы АСД с учетом инерционности временно́го различителя.

пропорциональном ВР учесть инерционность сглаживающих фильтров. Тогда для достижения астатизма в систему вводят дополнительный интегратор $W_{п.э} = K_и/p$ и структурная схема системы приобретает вид рис. 22-105. Передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем будут соответственно

$$W(p) = \frac{K_v}{p(Tp+1)};\quad \Phi(p) = \frac{K_v}{Tp^2 + p + K_v},$$

где $K_v = K_р K_и K_у$.

В динамическом отношении система эквивалентна звену 2-го порядка с эквивалентной постоянной времени (собственным периодом колебаний) и относительным коэффициентом колебательности, равными соответственно

$$\tau = \sqrt{\frac{T}{K_v}};\quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{TK_v}}.$$

Если не вводить корректирующих цепей, то параметры системы оказываются однозначно связанными определенными соотношениями. Так, учитывая, что эквивалентная полоса системы (см. табл. 21-8) $\Delta F_э = K_v/2$, а величина ζ должна быть порядка 0,7, получаем:

$$TK_v = 1;\ \Delta F_э = 0{,}5/T;\ T\Delta F_э = 0{,}5.$$

Если указанные соотношения не выполняются, то для получения благоприятных динамических характеристик при независимом выборе величин T и K_v необходимо вводить в систему корректирующие цепи.

Условие эквивалентности непрерывной и дискретной систем можно получить, если учесть, что время установления $t_{уст}$ должно быть во много раз больше $T_п$, например $t_{уст} = 25\ T_п$. Из кривых рис. 21-27 для $\zeta = 1$ находим: $t_{уст} = (8 \div 10)\tau_э = (8 \div 10)\sqrt{\frac{T}{K_v}}$.

Учитывая, что произведение TK_v не должно сильно отличаться от величины $TK_v = 1$, находим, что замена дискретной системы непрерывной справедлива, если

$$K_v \leqslant \frac{8 \div 10}{25\,T_п} \approx (0{,}3 \div 0{,}4)\ F_п,$$

где $F_п = 1/T_п$ — частота повторения импульсов.

Система АСД с двумя интеграторами (рис. 22-106). Так как система с двумя последовательно включенными интеграторами $K_{и1}/p$ и $K_{и2}/p$ неустойчива, в нее необходимо ввести стабилизирующую (корректирующую) цепь. Первый из двух интеграторов может быть образован интегрирующим временным различителем. Так как исполнительное устройство безынерционно, практически для коррекции можно ограничиться простейшей форсирующей цепью $W_к(p)$ (рис. 22-106, *а*) или охватить второй интегратор прямой связью $K'_к$ (рис. 22-106, *б*): В динамическом отношении обе системы эквивалентны, если не считаться с инерционностью реального форсирующего звена (постоянная времени T). Действительно, управляющее напряжение в схеме на рис. 22-106, *а*:

$$u_у(p) = W_к(p)\, u_1(p)\, \frac{K_{и2}}{p} \frac{K_к (T_к p + 1)}{Tp + 1}$$

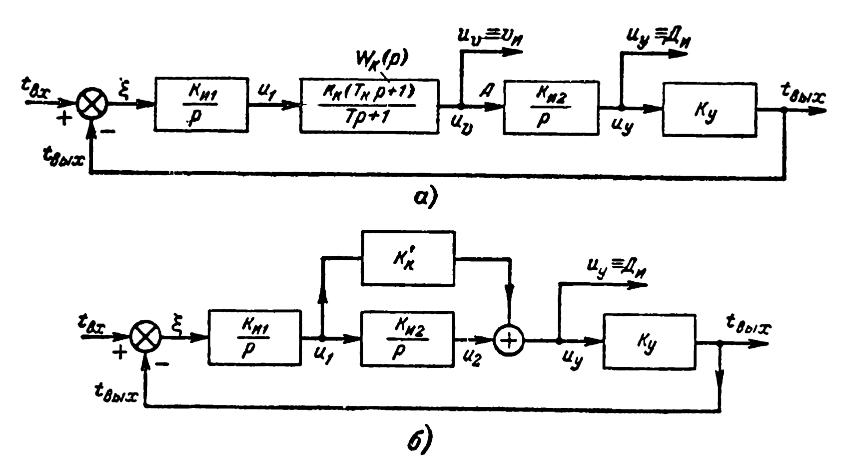


Рис. 22-106. Структурные схемы систем АСД с двумя интеграторами $K_{и1}/p$ и $K_{и2}/p$.

а — схема с форсирующим корректирующим звеном; *б* — схема с прямой корректирующей связью.

($T_к$, $K_к$ — постоянная времени и коэффициент передачи идеального форсирующего звена, $K_{и2}$ — коэффициент передачи второго интегратора).

Управляющее напряжение в схеме на рис. 22-106, *б*:

$$u_у(p) = \frac{K_{и2}}{p} u_1(p) + K'_к u_1(p).$$

Оба выражения совпадут (при $T=0$), если выбрать коэффициент передачи второго интегратора во второй схеме в $K'_к$ раз большим, чем в первом, а $K'_к$ равным $K_к K_{и2} T_к$.

При учете инерционности форсирующего звена передаточная функция системы на рис. 22-106, *а*

$$W(p) = \frac{K_а (T_к p + 1)}{p^2 (Tp + 1)},$$

где $K_а = K_{и1} K_{и2} K_к K_у$ — общий коэффициент передачи, $1/сек^2$; $K_{и1}$ — коэффициент передачи интегрирующего временного различителя или пропорционального ВР с первым интегратором.

Соответственно передаточная функция системы на рис. 22-106, *б*

$$W(p) = \frac{\left(K'_к p + K_{и2}\right) K_{и1} K_у}{p^2} = \frac{K_а (\tau_к p + 1)}{p^2},$$

где

$$K_а = K_{и1} K_у K_{и2}; \quad \tau_к = \frac{K'_к}{K_{и2}}.$$

Системы устойчивы, так как условие устойчивости $T_к > T$ (его легко получить с помощью алгебраического критерия устойчивости — см. стр. 48) выполняется. Поскольку обе системы обладают астатизмом второго порядка, в установившемся режиме они имеют только ошибку по ускорению. Это означает, что при равноускоренном движении (с ускорением *a*) установившаяся ошибка в измерении дальности (см. стр. 55)

$$\Delta Д_{уст} = \frac{a}{K_а}.$$

Если объекты движутся равномерно или находятся в состоянии покоя установившаяся ошибка отсутствует.

Инерционность системы достаточно мала (T невелико). Это позволяет сравнительно просто варьировать параметрами $T_к$ и $K_а$ системы, чтобы получить необходимые динамические характеристики.

Так, можно задаться потребным временем регулирования $t_р$ и определить величины $K_а$ и $T_к$ с помощью номограммы (см. разд. 21, рис. 21-60). Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ) системы приведена на рис. 22-107, где частота $\omega_3 = 1/T$, $\omega_2 = 1/T_к$.

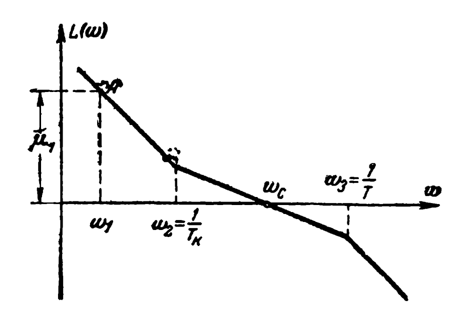


Рис. 22-107. Типовая логарифмическая амплитудная характеристика системы с двумя интеграторами и форсирующим звеном. (Масштаб по оси частот — логарифмический).

Так как T достаточно мало, для определения параметров системы можно воспользоваться номограммой для $\omega_3/\omega_c \to \infty$ (практически достаточно, чтобы $\omega_3/\omega_c > 6 \div 8$). Номограммы на рис. 21-60 изображены для ЛАХ с наклоном на низкочастотной асимптоте — 20 *дб/дек*. Для того чтобы ими воспользоваться при наклоне этой асимптоты —40 *дб/дек*, выбирают частоту ω_1 для $\mu_1 \approx 80$ *дб*.

Тогда, выбрав отношение $\omega_c t_p/10$ в пределах 0,85—0,45 (например, $\omega_c t_p/10 = 0,6$), находят ω_c и по номограмме определяют величину отношения ω_1/ω_c, а, следовательно, значение ω_1 (например, $\omega_1/\omega_c = 7 \cdot 10^{-3}$ и $\omega_1 = 7 \cdot 10^{-3}\omega_c$). Соответственно проводя две прямые через точку A с наклоном —40 *дб/дек* и ω_c с наклоном —20 *дб/дек*, определяем величину ω_2 и (по известной величине T) ω_3, т. е. всю ЛАХ. Значение K_a найдется как ордината ЛАХ на частоте $\omega = 1$.

Параметры системы можно также определить, если исходить из потребной эквивалентной полосы системы $\Delta F_э$. Как следует из табл. 21-8, для системы с передаточной функцией замкнутой системы

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)} = \frac{t_{вых}(p)}{t_{вх}(p)} = \frac{K_a(T_к p + 1)}{Tp^3 + p^2 + K_a T_к p + K_a}$$

эквивалентная полоса

$$\Delta F_э = \frac{K_a T_к^2 + 1}{2(T_к - T)} \approx \frac{K_a T_к^2 + 1}{2T_к}.$$

Задание величины $\Delta F_э$ определяет одно соотношение между K_a и $T_к$. Второе соотношение найдется из условий благоприятного вида переходной характеристики системы. Так как T достаточно мало и величина T мало влияет на процессы в системе, характеристическое уравнение системы

$$[p^3 T + p^2 K_a T_к p + K_a]_{p=\lambda} = 0$$

можно заменить приближенным

$$\frac{1}{K_a}\lambda^2 + T_к \lambda + 1 = 0.$$

Отсюда следует, что коэффициент колебательности полученной системы 2-го порядка

$$\zeta = \frac{T_к \sqrt{K_a}}{2}$$

не должен сильно отличаться от 1 и его следует выбирать в пределах 1,0—0,7.

При $\zeta = 0,7$ $T_к^2 K_a = 2$ и

$$\Delta F_э = \frac{K_a T_к^2 + 1}{2T_к} = \frac{1,5}{T_к}.$$

При $\zeta = 1,0$ $T_к^2 K_a = 4$ и $\Delta F_э = 5/2T_к$.

Для последнего соотношения между параметрами ($T_к \sqrt{K_a} = 2$) на рис. 22-108 представлено семейство переходных характеристик в относительном масштабе. Отсюда ясно, что переходные характеристики имеют благоприятный характер, если $T\sqrt{K_a} \leq 0,4$. Так как $\sqrt{K_a}$ составляет $(1,4 \div 2)/T_к$, то должно выдерживаться отношение $T_к/T \geq 3 \div 5$.

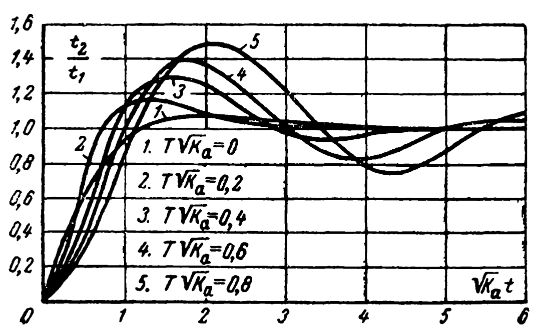


Рис. 22-108. Переходные характеристики системы на рис. 22-106 для частного соотношения параметров $T_к \sqrt{K_a} = 2$ (в относительном масштабе).

Заметим, что иногда приходится задаваться величиной K_a из условий ограничения необходимым минимумом значения установившейся динамической ошибки $\Delta Д_{уст}$. В этом случае при выборе величины $T_к$ следует иметь в виду высказанные соображения.

С помощью системы с двумя интеграторами можно измерять не только дальность до объекта, но и относительную скорость движения объектов.

Напряжение $u_у$ (рис. 22-106) пропорционально измеренному значению дальности (или с точностью до динамических ошибок самой дальности)

$$u_у = \frac{t_{вых}}{K_у} = \frac{K_м}{K_у} Д_и, K_м = \frac{2}{c}.$$

Напряжение u_v на выходе второго интегратора (точка A на рис. 22-106, *а*) связано с $u_у$ соотношением $u_у = K_{и2} u_v / p$ и, следовательно, напряжение

$$u_v = \frac{1}{K_{и2}} p u_у = \frac{K_м}{K_у K_{и2}} p Д_и = K_v v_и$$

$$(K_v = K_м / K_у K_{и2})$$

пропорционально скорости движения объекта $v_ц \approx v_и$.

Поскольку система обладает динамическими ошибками измерения дальности, то измеренное значение скорости $v_и$ отличается от действительного значения $v_ц$ на величину, зависящую от производной ошибки сопровождения по дальности $\Delta \dot{Д}$:

$$v_и = \dot{Д} + \Delta \dot{Д}.$$

Если объект, до которого измеряется расстояние, движется относительно объекта, на котором установлен автодальномер с постоянным ускорением, то в установившемся режиме относительная скорость измеряется без динамической ошибки; в этом случае в системе имеется постоянная ошибка измерения дальности $\Delta Д_{уст}$. Это означает, что скорости изменения входной и выходной величин будут одинаковыми, $(\dot{t}_{вх}=\dot{t}_{вых})$. Но $t_{вых}=K_у K_и \int u_v dt$ и $\dot{t}_{вых}=K_у K_{и2} u_v$. Следовательно, в схеме на рис. 22-106, *а*

$$u_v = \frac{\dot{t}_{вых}}{K_у K_{и2}} = \frac{\dot{t}_{вх}}{K_у K_{и2}} \equiv v_ц,$$

т. е. напряжение u_v будет пропорционально истинному значению скорости.

В схеме на рис. 22-106, *б* напряжение u_1 помимо составляющей, пропорциональной скорости v, содержит дополнительную составляющую (она пропорциональна ускорению).

Следовательно, в этой схеме скорость измеряется с дополнительными ошибками, которые можно назвать методическими.

В установившемся режиме при постоянном ускорении цели

$$t_{вых} = t_{вх} + \Delta t_0,$$

где Δt_0—величина, пропорциональная постоянной ошибке по дальности: $\Delta t_0 = \xi_{уст} = K_м \Delta Д_0$ ($K_м$—масштабный коэффициент перевода ξ в $\Delta Д: K_м = 2/c$).

Для величины $u_у$ из схемы на рис. 22-106, *б* получаем:

$$u_у = \frac{K_{и2} u_1}{p} + K'_к u_1.$$

Или

$$pu_у = K_{и2} u_1 + K'_и pu_1.$$

Но

$$u_y = \frac{t_{вых}}{K_y} = \frac{t_{вх} + \Delta t_0}{K_y}.$$

Следовательно,

$$\frac{\dot{t}_{вых}}{K_y} = \frac{\dot{t}_{вх}}{K_у} = K_{и2} u_1 + K'_и pu_1.$$

Таким образом,

$$u_1 = \frac{\dot{t}_{вх}}{K_у K_{и2}} - \frac{K'_и}{K_{и2}} pu_1 =$$

$$= Kv_ц + \Delta u_1 = K(v_ц + \Delta v).$$

Здесь

$K = \dfrac{K_м}{K_у K_{и2}}$, $K_м = \dfrac{2}{c}$ — постоянные коэффициенты;

$u_1 = K\Delta v = -\dfrac{K'_и}{K_{и2}} pu_1$ — ошибка измерения скорости.

Так как для равноускоренного взаимного движения в установившемся режиме на входе первого интегратора существует постоянное рассогласование $t_0 = K_м \Delta Д_{уст} = K_м v_ц / K_а$, то для u_1 можно записать: $u_1 = \dfrac{K_{и1}}{p} \dfrac{K_м}{K_а} v_ц$.

Отсюда находим ошибку измерения скорости:

$$\Delta v = \frac{\Delta u_1}{K} = -\frac{K'_и K_{и1} K_у}{K_а} v_ц$$

или относительную ошибку измерения скорости:

$$\frac{\Delta v}{v_ц} = -\frac{K'_и}{K_{и2}}.$$

Таким образом, при указанных условиях в схеме на рис. 22-106, *б* напряжение u_1 содержит помимо составляющей, пропорциональной скорости, дополнительную составляющую, обусловленную выбранным способом введения корректирующего сигнала.

Система с двумя интеграторами обладает свойством «памяти по скорости». Если в результате глубоких замираний (амплитудного шума) происходит столь сильное уменьшение амплитуды отраженных импульсов, что цепь слежения разрывается, следящие импульсы после кратковременного переходного процесса продолжают смещаться во времени с той же скоростью, какая была в момент исчезновения отраженных импульсов. В этом случае запоминается напряжение на выходе первого интегратора, в результате чего напряжение $u_у$ нарастает линейно во времени со скоростью, соответствующей измеренному значению относительной скорости движения объекта. Благодаря свойству «памяти по скорости» уменьшается вероятность потери (срыва) сопровождения при длительных амплитудных замираниях. Это имеет существенное значение в случае слежения за быстроперемещающимися объектами.

Ошибки воспроизведения систем АСД

Ошибки систем АСД обусловлены управляющими воздействиями и внешними возмущениями.

Управляющим воздействием в системах АСД является расстояние $Д$ между местом расположения системы АСД и объектом, до которого определяется это расстояние. При определении ошибок, вызванных управляющими воздействиями, пользуются разложением передаточной функции по ошибке в ряд и определяют составляющие ошибок в установившемся режиме через коэффициенты ошибок c_1, c_2, c_3, ... (см. стр. 55):

$$\Delta Д_{уст}(t) = c_1 \dot{Д} + c_2 \ddot{Д} + c_3 \dddot{Д} + \cdots \quad (22\text{-}58)$$

(учтено, что система является астатической, т. е. $c_0 = 0$).

Если скорость объекта равна $v_ц$, а ускорение $a_ц$ и векторы $\bar{v}_ц$ и $\bar{a}_ц$ составляют с

вектором $\overline{Д}(t)$ соответственно углы γ и β (рис. 22-109), то $\dot{Д}=v_ц \cos\gamma$; $\ddot{Д}=a_ц \cos\beta$.

Для наземной радиолокационной станции типичным случаем является пролет объекта (цели) с постоянной скоростью $v_ц$ на высоте H (рис. 22-110). Производные наклонной дальности выражаются в этом случае следующими соотношениями [см. Л. 10, стр. 378, Л. 11, стр. 510]:

$$Д=\sqrt{Д_0^2+(v_ц t)^2};$$

$$\dot{Д}=-\frac{v_ц^2 t}{\sqrt{Д_0^2+v_ц^2 t^2}}=-\frac{v_ц^2}{Д_0}\sin^3\alpha$$

$$\left(\dot{Д}_{макс}=-\frac{v_ц^2}{Д_0}\right);$$

$$\ddot{Д}=-\frac{v_ц^2}{Д_0\left[1+\left(\frac{v_ц t}{Д_0}\right)^2\right]^{3/2}}=$$

$$=-\frac{3v_ц^2}{Д_0}\sin^4\alpha\cos\alpha$$

$$\left(\dddot{Д}_{макс}=\pm 0{,}85\frac{v_ц^3}{Д_0^2}\right)$$

Рис. 22-109. Взаимное положение системы АСД и цели Ц.

и т. д. Здесь α — ракурс цели, $Д_0$ — наклонная дальность в момент достижения минимального расстояния (при $\alpha=90°$). (Состояние, соответствующее $\alpha=90°$, называют также нахождением цели «на параметре».)

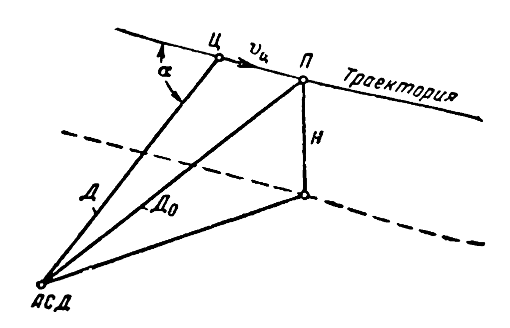


Рис. 22-110. Диаграмма, иллюстрирующая слежение по дальности при пролете цели Ц относительно системы АСД. В точке П цель находится на «параметре». H — высота полета.

Дальность до цели меняется по закону

$$Д=Д+\dot{Д}t+\ddot{Д}t^2+\cdots$$

Время t в этой формуле отсчитывается от момента нахождения цели на «параметре» в положительном направлении в обе стороны.

Соответствующие графики относительных величин скорости и ускорения изображены на рис. 22-111.

Относительная скорость равна нулю на «параметре» и растет по мере отклонения угла α от 90°. Ускорение, напротив, максимально на «параметре» ($\alpha=90°$) и составляет $\pm 0{,}85\, v_ц^3/Д_0^2$.

Подставляя значение $Д$ и $\dot{Д}$, $\ddot{Д}$ и т. д. в формулу (22-58), получаем закон изменения установившейся ошибки определения дальности $\Delta Д_{уст}$.

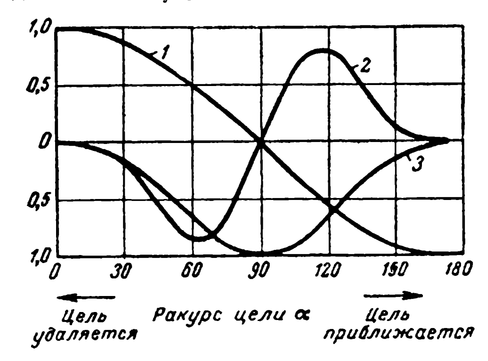


Рис. 22-111. Зависимость относительных величин производных при пролете воздушной цели.

1 — относительная скорость $\dot{Д}/v_ц$; 2 — относительное ускорение $\ddot{Д}/v_ц$: $Д_0/v_ц$; 3 — относительная третья производная $\dddot{Д}/v_ц$:$(Д_0/v_ц)^2$. $Д_0$ — дальность «на параметре».

Иногда удобно представлять закон изменения $Д$ при пролете цели не во временной, а в частотной области. Если кривые на рис. 22-111 аппроксимировать отрезками прямых (относительную скорость — ломаной типа «характеристика ограничителя», относительное ускорение — прямоугольным импульсом, третью производную — δ-импульсами), то для таких аппроксимированных кривых изменение дальности в частотной области выразится соотношением [см. Л. 11, стр. 511]:

$$Д^*(j\omega)=\frac{2Д_0}{\omega_1}\left(\frac{\omega_1}{j\omega}\right)^2\frac{\omega}{j\omega+\omega_1};$$

$$Д^*(\omega)=|Д^*(j\omega)|=\frac{2Д_0\,\omega_1^2}{\omega^2\sqrt{\omega^2+\omega_1^2}},$$

где $Д_0$ — дальность на параметре;

$\omega_1=\frac{1}{\tau_1}=\frac{v_ц}{Д_0}$ — сопрягающая частота;

$Д^*$ — аппроксимированная дальность.

Если по оси ординат отложить относительную дальность $d=\frac{1}{\tau}\frac{Д^*(\omega)}{Д_0}=\frac{Д^*(\omega)}{v_ц}$ (здесь $\tau=\frac{Д}{v_ц}$), а по оси абсцисс — относительную частоту $\omega\tau$ (в логарифмическом масштабе), то амплитудно-частотную ха-

рактеристику [зависимость $d(\omega\tau)$] можно аппроксимировать двумя прямыми (рис. 22-112). Низкочастотная асимптота

$$d_{нч}(\omega\tau) = 2/(\omega\tau)^2$$

имеет наклон — 2, а высокочастотная $d_{вч} = 2/(\omega\tau)^3$ наклон — 3 и пересекает ось абсцисс при $\omega\tau = \sqrt[3]{2} = 1{,}26$, причем сами отрезки пересекаются при $\omega\tau = 1$.

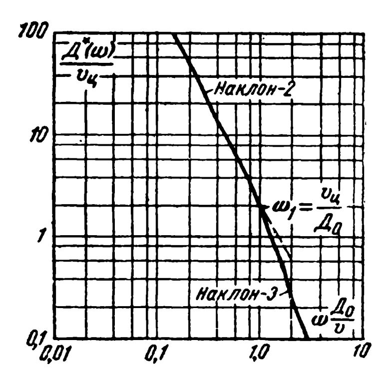


Рис. 22-112. Асимптотическая частотная характеристика изменения дальности при пролете цели по траектории, изображенной на рис. 22-110.

При такой аппроксимации ошибка измерения дальности выражается формулой

$$\Delta Д(j\omega) = Д(j\omega)\,\Phi_\theta(j\omega)\,d\omega$$

(Φ_θ—передаточная функция по ошибке), а эффективное значение максимальной ошибки вычисляется на частоте, при которой величина $|\Delta Д(j\omega)|$ имеет максимум:

$$\Delta Д_{эфф} = \left[\frac{|\Delta Д(j\omega)|}{\sqrt{2}}\right]_{\omega=\omega_{макс}}.$$

Мешающими воздействиями в системе АСД являются:

нестабильность работы временно́го различителя и устройств временной задержки, обусловленные изменениями условий работы: температуры, питающих напряжений и т. д. (инструментальные ошибки элементов);

шумы цели по дальности;

внутренние шумы радиоприемного устройства;

нестабильность скорости распространения радиоволн.

Мешающие воздействия приводят к появлению дополнительных ошибок в системе АСД.

Влияние инструментальных ошибок. Изменение внешних условий и питающих напряжений приводит к случайным изменениям напряжения на выходе временно́го различителя и флуктуациям времени задержки зондирующего импульса.

Для интегрирующих ВР при прохождении каждой группы импульсов (отраженного и следящих) возникает паразитное (добавочное) напряжение $\Delta u_{п.в.рi}$ ($i = 0, 1 \ldots$ — номер группы импульсов), эквивалентное рассогласованию

$$\xi_{пi} = \frac{\Delta u_{в.рi}}{K_{в.р}}.$$

За n периодов на интегрирующем конденсаторе накопится общее паразитное напряжение (рис. 22-113, *а*)

$$u_{п.в.р} = \sum_{i=1}^{n} \Delta u_{п.в.рi}.$$

Полагая, что для системы АСД дискретную систему можно заменить эквивалентной не-

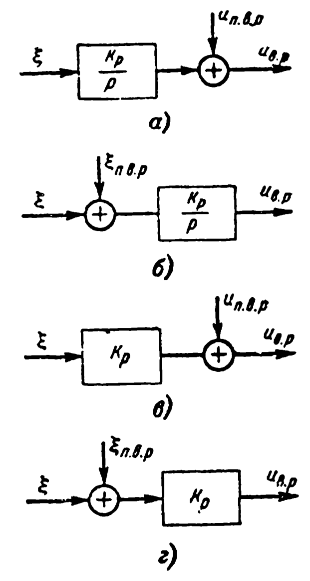


Рис. 22-113. Структурные схемы для учета погрешностей временных различителей.

а — исходная схема для учета погрешностей интегрирующих ВР; *б* — схема, в которой погрешность интегрирующего ВР приведена к входу; *в* — исходная схема для учета погрешности пропорционального ВР; *г* — схема, в которой погрешность пропорционального ВР приведена к входу.

прерывной (см. стр. 213), приходим к заключению, что паразитное напряжение

$$u_{п.в.р} \approx \frac{1}{T_п}\,\frac{1}{p}\,\Delta u_{п.в.р}.$$

Учитывая, что $\Delta u_{в\,рi} = K_{в.р}\xi_{пi}$, запишем:

$$u_{п.в.р} = \frac{1}{T}\,\frac{K_{в.р}}{p}\,\xi_{п.з.р} = \frac{K_р}{p}\,\xi_{п.в.р}.$$

Полное напряжение на выходе ВР будет при этом

$$u_{в.р} = \frac{K_р}{p}\,\xi + u_{п.в.р} = \frac{K_р}{p}\,(\xi + \xi_{п.в.р}),$$

что отображается структурной схемой на рис. 22-113, *б*.

Таким образом, паразитные напряжения, накапливаемые на конденсаторе ВР вследствие нестабильности его работы, эквивалентны появлению дополнительного рассогласования $\xi_{п.в.р}$ в системе АСД (рис. 22-114).

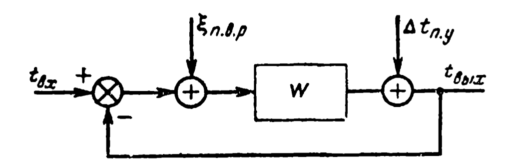


Рис. 22-114. Структурная схема при учете нестабильности элементов: временных различителей и устройства временной задержки.

В схеме пропорционального ВР нестабильность сводится к добавлению на выходе ВР паразитного напряжения $u_{п.в.р}$ (рис. 22-113, *в*), вполне аналогичного дрейфу нуля в усилителях постоянного тока. Это эквивалентно добавлению рассогласования $\xi_{п.в.р}=u_{п.в.р}/K_р$ на вход временного различителя (рис. 22-113, *г*).

Таким образом, инструментальная погрешность ВР обоих типов сводится к появлению в системе дополнительного рассогласования $\xi_{п.в.р}$.

Нестабильность работы устройства временной задержки в первом приближении можно учесть добавлением случайной величины $\Delta t_{п.у}$ на его выход (рис. 22-114).

Общая ошибка воспроизведения, обусловленная инструментальными погрешностями элементов,

$$\xi_{вос} = \frac{W}{1+W}\xi_{п.в.р} + \frac{1}{1+W}\Delta t_{п.у} = \Phi\xi_{п.в.р} + \Phi_\theta\,\Delta t_{п.у},$$

где Φ и Φ_θ — передаточные функции замкнутой системы и передаточная функция по рассогласованию; $\xi_{вос.в.р}=\Phi\xi_{п.в.р}$; $\xi_{вос.у}=\Phi_\theta\,\Delta t_{п.у}$ — составляющие ошибки воспроизведения.

Если $\xi_{п.в.р}$ — медленно меняющаяся функция времени, то составляющая ошибки воспроизведения, обусловленная погрешностями ВР, почти полностью равна $\xi_{п.в.р}$, поскольку при этом можно приближенно полагать:

$$\xi_{вос.вр} = \xi_{п.в.р}\Phi(0) = \xi_{п.в.р},$$

поскольку $\Phi(0)=1$.

Интегрирующий ВР не должен иметь систематической погрешности по напряжению $u_{п.в.р}$, так как в противном случае возникает нарастающая (по модулю) ошибка по $\xi_{п.в.р}$ и, следовательно, нарастающая ошибка $\xi_{вос.в.р}$.

Если нестабильность $\Delta t_{п.у}$ устройства временной задержки является медленно меняющейся функцией времени (например, $\Delta t_{п.у}$ обусловлена изменением температуры или давления), то составляющая ошибки воспроизведения, обусловленная этой причиной, равна нулю: $\xi_{вос.у}\approx 0$. В случае быстрых изменений $\Delta t_{п.у}$ (обусловленных, например, пульсациями источников питания) ошибка $\xi_{вос.у}$ будет тем больше, чем выше частота $f_п$ изменений $\Delta t_{п.у}$. Если $f_п$ много больше полосы системы, то $\xi_{вос.у}(t)\approx\Delta t_{п.у}$ и пульсации временной задержки полностью переносятся на ошибку воспроизведения. В случае хаотических изменений $\Delta t_{п.у}$ дисперсия ошибки при известной спектральной плотности $S_{п.у}(\omega)$ определяется по формуле (см. разд. 21)

$$\sigma^2_{вос.у} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\Phi_\theta(j\omega)\right|^2 S_{п.у}(\omega)\,d\omega.$$

Дисперсия этой ошибки будет тем меньше, чем шире полоса пропускания системы.

Ошибки, обусловленные шумом цели. Отражающий объект (цель) при работе в сантиметровом и дециметровом диапазоне волн можно приближенно толковать как совокупность случайно перемещающихся отражающих точек (см. об этом подробнее — стр. 47). Вследствие интерференции сигналов, отраженных от этих точек, случайным образом изменяются интенсивность поля у приемной антенны системы АСД и временное запаздывание огибающей радиоимпульса. Изменение силы поля приводит (если не достигается порог ограничения каскадов, предшествующих временному различителю) к случайным изменениям коэффициента передачи ВР системы АСД. Анализ систем АСД с учетом случайности коэффициента передачи приведен в [Л. 17].

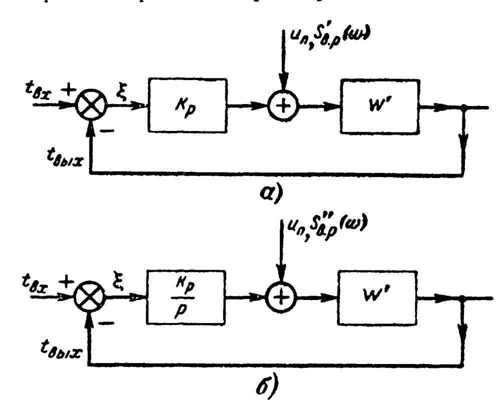


Рис. 22-115. Структурные схемы для вычисления ошибок, обусловленных шумом на входе приемника.

а — система с пропорциональным ВР; *б* — система с интегрирующим ВР.

Случайные изменения временного запаздывания вызывают ошибки систем АСД. Экспериментально установлено [Л. 10, стр. 378], что среднеквадратическая ошибка, обусловленная этой причиной, достигает величины, близкой к 0,2 L, где L — наибольший линейный размер цели.

Ошибки, обусловленные внутренним шумом приемника. Выше были найдены выражения для спектральной плотности помехи на выходе ВР при условии, что на вход радиоприемника вместе с сигналом поступает напряжение широкополосного шума (стр. 205). С учетом действия этого шума структурные схемы систем АСД с интегрирующим и пропорциональным (с дифференциальным детектором со сбросом) ВР будут иметь вид рис. 22-115, *а*, *б*. Ошибка воспроизведения для обеих схем

$$\xi_{\text{вос}} = -\frac{W'}{1+W} u_{\text{п}},$$

где W — передаточная функция разомкнутой системы;
W' — передаточная функция элементов схемы, расположенных за ВР;
$u_{\text{п}}$ — помеховое напряжение.

Найдем выражения для дисперсий ошибок воспроизведения.

Для схемы с пропорциональным ВР спектральная плотность напряжения $u_{\text{п}}$ (см. стр. 205)

$$S'_{\text{в.р}}(\omega) = (0{,}2 \div 0{,}12)\frac{K_{\text{р}}^2 T_{\text{п}} t_{\text{с}}^2}{U_{\text{и}}^2} \times \left(\frac{\sin\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}}{\frac{\omega T_{\text{п}}}{2}}\right)^2 \sigma_{\text{ш}}^2.$$

Будем считать, что параметры системы таковы, что справедлива замена дискретной системы эквивалентной непрерывной системой. Тогда $S'_{\text{в.р}}$ в пределах полосы $\Delta F_{\text{э}}$ системы можно считать величиной постоянной и равной $S'_{\text{в.р}}(0)$, так как $S'_{\text{в.р}}(\omega)$ достигает нуля на частоте $f_0 = \frac{1}{T_{\text{п}}} = F_{\text{п}} \gg \Delta F_{\text{э}}$. Учитывая это, для дисперсии ошибки воспроизведения получаем:

$$\sigma_{\text{вос.п}}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S'_{\text{в.р}}(0)\left|\frac{W'}{1+W}\right|^2 d\omega = \frac{S'_{\text{в.р}}(0)}{K_{\text{р}}^2}\Delta F_{\text{э}},$$

где

$$\Delta F_{\text{э}} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 d\omega$$

— эквивалентная полоса системы, а

$$S'_{\text{в.р}}(0) = \frac{(0{,}2 \div 0{,}12) K_{\text{р}}^2 T_{\text{п}} t_{\text{с}}^2}{U_{\text{и}}^2}\sigma_{\text{ш}}^2.$$

Таким образом,

$$\sigma_{\text{вос.п}}^2 = (0{,}2 \div 12)\frac{T_{\text{п}} t_{\text{с}}^2}{U_{\text{и}}^2}\sigma_{\text{ш}}^2 \Delta F_{\text{э}} = S_\xi \Delta F_{\text{э}},$$

где

$$S_\xi = (0{,}2 \div 0{,}12)\frac{T_{\text{п}} t_{\text{с}}^2}{U_{\text{и}}^2}\sigma_{\text{ш}}^2$$

— величина, имеющая смысл спектральной плотности ошибки $\xi(t)$.

Для системы с интегрирующим ВР (рис. 22-115, *б*)

$$\sigma_{\text{вос.п}}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S''_{\text{в.р}}(\omega)\left|\frac{W'}{1+W}\right|^2 d\omega,$$

где $S''_{\text{в.р}}$ — спектральная плотность напряжения $u_{\text{п}}$, выражается формулой (стр. 205):

$$S''_{\text{в.р}}(\omega) = \frac{(0{,}2 \div 0{,}12) K_{\text{в.р}}^2 t_{\text{с}}^2}{U_{\text{и}}^2 T_{\text{п}} \omega^2}\sigma_{\text{ш}}^2.$$

Следовательно,

$$\sigma_{\text{вос.п}}^2 = \frac{(0{,}2 \div 0{,}12) K_{\text{в.р}}^2 t_{\text{с}}^2}{U_{\text{и}}^2 T_{\text{п}}}\sigma_{\text{ш}}^2 \frac{1}{2\pi} \times \frac{1}{K_{\text{р}}^2}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{|j\omega|^2 |W(j\omega)|^2}{\omega^2 |1+W(j\omega)|^2} d\omega.$$

(Здесь учтено, что $\frac{W'}{1+W} = \frac{1}{K_{\text{р}}}\frac{pW}{1+W}$).

Поскольку

$$\Delta F_{\text{э}} = \int_{-\infty}^{\infty}\frac{|W(j\omega)|^2}{|1+W(j\omega)|^2} d\omega$$

— эквивалетная полоса системы, а $K_{\text{в р}} = K_{\text{р}} T_{\text{п}}$, то для дисперсии ошибки воспроизведения получим:

$$\sigma_{\text{вос.п}}^2 = (0{,}12 \div 0{,}2)\frac{t_{\text{с}}^2 T_{\text{п}}}{U_{\text{и}}^2}\sigma_{\text{ш}}^2 \Delta F_{\text{э}} = S_\xi \Delta F_{\text{э}},$$

где

$$S_\xi = (0{,}2 \div 0{,}12)\frac{t_{\text{с}}^2 T_{\text{п}}}{U_{\text{и}}^2}\sigma_{\text{ш}}^2$$

— величина, имеющая смысл спектральной плотности ошибки воспроизведения $\xi(t)$.

Дисперсии ошибок в системах с ВР рассмотренных типов выражаются одинаковыми формулами. Эти формулы справедливы для помех малого уровня.

Дисперсия ошибок систем АСД при прочих равных условиях зависит от эквивалентной полосы системы.

Для системы с одним интегратором (рис. 22-104), а также с одним интегратором и сглаживающим фильтром (рис. 22-105) эквивалентная полоса

$$\Delta F_э = \frac{K_v}{2}$$

и

$$\sigma^2_{вос.п} = S_\xi \frac{K_v}{2} = (0{,}1 \div 0{,}06) \times \frac{t_c^2 T_п}{U_и^2} K_v \sigma^2_ш .$$

Для системы с двумя интеграторами и форсирующим звеном коррекции (см. рис. 22-106, *а*) при $T=0$

$$\Delta F_э = \frac{1 + K_а T_к^2}{2T_к}.$$

Следовательно,

$$\sigma^2_{вос.п} = S_\xi \Delta F_э = (0{,}1 \div 0{,}06) \times \frac{t_c^2 T_п}{U_и^2} \sigma^2_ш \frac{1 + K_а T_к^2}{T_к}.$$

Если считать, что цель движется равноускоренно с ускорением *a*, то квадрат установившейся динамической ошибки и дисперсия ошибки, обусловленной шумом, в сумме для такой системы дадут величину:

$$\sigma^2_{вос} = \frac{a^2}{K_а^2} + S_\xi \Delta F_э .$$

Суммарная ошибка зависит от двух параметров $K_а$ и $T_к$. Можно поставить задачу такого выбора этих параметров, при котором достигается минимум квадрата суммарной ошибки $\sigma^2_{вос}$.

Однако произвольно величины K_v и $T_к$ выбирать нельзя, поскольку необходимо получить также благоприятные динамические характеристики системы.

Выберем $T_к \sqrt{K_а} = 1$. Тогда

$$\sigma^2_{вос} = \frac{a^2}{K_а^2} + S_\xi \frac{1}{T_к} = \frac{a^2}{K_а^2} + S_\xi \sqrt{K_а}.$$

Полагая производную $d\sigma^2_{вос}/dK_а = 0$, находим оптимальное значение $K_а$:

$$K_{а.опт} = \left(\frac{4a^2}{S_\xi}\right)^{\frac{2}{5}}$$

и

$$\sigma^2_{вос.мин} = \frac{a^2}{K_{а.опт}} \left[1 + \frac{S_\xi}{a^2} K_{а.опт}^{5/2}\right] = \frac{5a^2}{K^2_{а.опт}}.$$

Иными словами, при оптимальном коэффициенте передачи дисперсия общей ошибки в 5 раз превосходит динамическую ошибку.

Если выбрать, как было рассмотрено выше, $T_к^2 K_а = 2$, то как величина оптимального коэффициента передачи, так и $\sigma^2_{вос.мин}$ практически не изменяются

$$K_{а.опт} = \left[\frac{3{,}88}{S_\xi} a^2\right]^{\frac{2}{5}}; \quad \sigma^2_{вос.мин} = \frac{4{,}88\, a^2}{K^2_{а.опт}}.$$

Ошибки, обусловленные нестабильностью скорости распространения радиоволн в тропосфере. Эти ошибки могут в некоторых случаях быть ощутимыми и достигать для больших дальностей величины порядка десятка метров [Л. 10, стр. 382]; однако, используя поправки в соответствии с метеоданными, ошибку для волн сантиметрового диапазона можно уменьшить до величин порядка 30 *см* [Л. 10]. Причиной небольших ошибок (до 3—4 *м*) систематического характера может быть изменение времени распространения сигналов в приемнике [Л. 10, стр. 384].

22-5. КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ

Принцип комплексирования

Для решения задач навигации подвижных объектов и управления ими необходимо определять угловые координаты, скорость движения и расстояния до различных предметов. Для этой цели используются различные, в том числе радиотехнические измерители, в состав которых входят рассмотренные выше радиотехнические следящие системы.

Если измерения осуществляются с подвижного объекта, то на нем могут быть установлены измерители собственного движения (ИСД) относительно Земли или инерциального пространства. В этом случае радиотехническую систему и измеритель собственного движения можно объединить в единую комплексную систему. Смысл такого объединения состоит в повышении надежности, точности и помехоустойчивости измерений.

Пусть, например, с самолета определяется дальность до какого-либо неподвижного объекта (назовем его условно целью) с помощью радиодальномера. На вход следящей системы поступает координата дальности, которая изменяется вследствие движения самолета. Однако путь, пройденный самолетом, можно определить с помощью других средств, например дважды интегрируя ускорения самолета. Таким образом, имеются два источника информации о дальности, объединение которых в единую систему в некоторых случаях позволяет повысить ре-

зультирующую точность и надежность измерений.

Если объект — цель, до которого измеряется дальность, подвижен, то радиотехническая система учитывает изменение расстояния, обусловленное как перемещением цели относительно Земли, так и перемещениями самолета, в то время как ИСД измеряет только одну составляющую, обусловленную собственным движением самолета. Однако и в этом случае можно при определенных условиях получить выигрыш в точности. Действительно, потребная полоса пропускания радиотехнической следящей системы зависит от скорости изменения входной величины. Если на долю радиотехнической системы оставить измерение не полного изменения дальности, а только его составляющей, обусловленной движением цели, которую невозможно учесть с помощью ИСД, то полосу радиотехнической системы можно сузить, повысив тем самым помехоустойчивость этой системы. Для этого достаточно ввести данные ИСД в радиотехническую систему.

Ясно, что последний случай будет более общим по сравнению со случаем неподвижной цели, когда оба измерителя получают одну и ту же информацию.

Сужение полосы может быть тем более существенным, чем «быстрее» меняется координата собственного движения по сравнению с координатой цели.

Подобные рассуждения можно провести не только с дальностью, но и другими координатами.

Выясним условия, при которых комплексирование позволяет получить выигрыш, рассмотрев структурную схему комплексной системы, приведенную на рис. 22-116. Радиотехническая следящая система, входящая

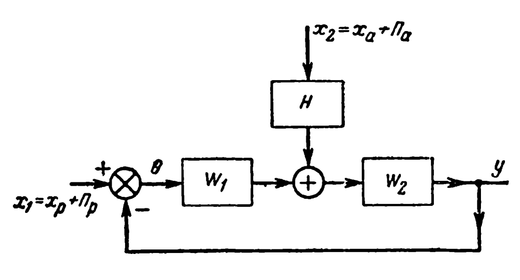


Рис. 22-116. Структурная схема комплексной системы.

в состав комплексной системы, состоит из двух звеньев W_1 и W_2. На ее вход поступает общее воздействие x_1, состоящее из управляющего воздействия $x_р$ и возмущения (помехи) $П_р$: $x_1=x_р+П_р$. На вход звена W_2 радиотехнической системы поступает величина x_2, являющаяся результатом измерения координаты $x_а$ собственного движения объекта относительно некоторой системы координат с погрешностью $П_а$, т. е. $x_2=x_а+П_а$. Эта величина измеряется с помощью ИСД и предварительно проходит согласующий фильтр $H(p)$.

Управляющее воздействие $x_р$ представим в виде двух слагаемых, одно из которых ($x_а$) обусловлено собственным движением объекта, а другое ($x_ц$) — движением цели, координаты которой необходимо измерить относительно той же системы координат

$$x_1 = x_а + x_ц + П_р.$$

Задача радиотехнической системы состоит в наиболее точном воспроизведениии величины $x_р=x_а+x_ц$. Измеренное радиотехнической системой значение отличается от $x_р$ и равно y. Ошибка воспроизведения комплексной радиотехнической системы

$$\Theta_{вос.к} = x_р - y.$$

Так как

$$y = \Theta W + HW_2x_2;\ \Theta = x_1 - y = x_р + П_р - y = \Theta_{вос.к} + П_р,$$

где $W=W_1W_2$, а θ — рассогласование в системе, то, подставляя эти значения в формулу (22-59), получаем:

$$\Theta_{вос.к} = \frac{x_ц}{1+W} - \frac{WП_р}{1+W} - \frac{1-W_2H}{1+W}x_а - \frac{W_2H}{1+W}П_а. \qquad (22\text{-}59)$$

Параметры согласующего фильтра H необходимо выбрать так, чтобы исключить составляющую, обусловленную движением объекта (третье слагаемое правой части равенства). Для этого следует положить $HW_2=1$ или $H=1/W_2$. Последнее равенство называют **условием согласования систем** или **условием инвариантности**, поскольку при его выполнении радиотехническая система будет инвариантна по отношению к движению объекта. Некоторые вопросы, связанные с возможностью выполнения этого равенства, будут обсуждены ниже.

Ошибки воспроизведения в комплексных системах

Рассмотрим ошибки комплексных систем радиоавтоматики. При выполнении условия согласования ошибка воспроизведения в комплексной системе

$$\Theta_{вос.к} = \frac{1}{1+W}x_ц - \frac{W}{1+W}П_р - \frac{1}{1+W}П_а. \qquad (22\text{-}60)$$

Первая составляющая — динамическая ошибка — обусловлена движением цели $x_ц$. Из выражения (22-60) следует, что радиотехническая следящая система «разгружена» от воспроизведения составляющей $x_а$ собственного движения объекта.

Сравнивая это выражение с ошибкой для некомплексной системы (которая получается, если в (22-60) положить $H=0$)

$$\Theta_{\text{вос}}=\frac{1}{1+W}x_{\text{р}}-\frac{W}{1+W}П_{\text{р}}, \qquad (22\text{-}61)$$

легко заметить, что при одинаковой полосе системы динамическая ошибка в некомплексной системе будет больше, чем в комплексной. Эта разница тем значительнее, чем быстрее изменяется составляющая $x_{\text{а}}$ по сравнению с $x_{\text{ц}}$. (Например, различие будет велико при определении координат малоподвижного корабля с быстродвижущегося самолета.)

Выражения для ошибок, обусловленных действием помехи $П_{\text{р}}$ радиотехнической системы, в обеих системах одинаковы. Правда, в комплексной системе присутствует дополнительная ошибка, обусловленная погрешностью $П_{\text{а}}$ измерителя собственного движения. Необходимо поэтому оценить величину этой ошибки и степень ухудшения общей точности, обусловленной указанной погрешностью.

Для выяснения этого сначала необходимо решить задачу о возможности получения выигрыша в точности при измерении с помощью двух измерителей одной и той же величины. В нашем случае такой величиной является координата $x_{\text{а}}$. Поэтому, положив в (22-60) $x_{\text{ц}}=0$, получим выражение для ошибки измерения величины $x_{\text{а}}$ двумя системами, обладающими первичными ошибками $П_{\text{р}}$ и $П_{\text{а}}$:

$$\Theta_{\text{вос.к}}=-\frac{W}{1+W}П_{\text{р}}-\frac{1}{1+W}П_{\text{а}}=$$
$$=-[ФП_{\text{р}}+(1-Ф)П_{\text{а}}].$$

Такой же результат для погрешности получается в схемах фильтрации и компенсации обработки измерений двух измерителей (рис. 22-117).

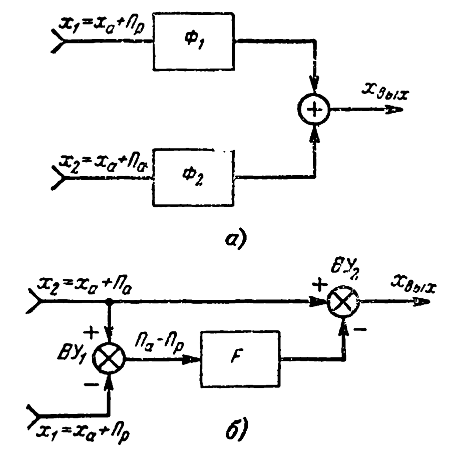


Рис. 22-117. Схема объединения двух измерителей одной величины

а — схема фильтрации; *б* — схема компенсации.

В схеме фильтрации (рис. 22-117, *а*) имеются два фильтра $Ф_1$ и $Ф_2$, через которые пропускаются сигналы $x_1=x_{\text{а}}+П_{\text{р}}$ и $x_2=x_{\text{а}}+П_{\text{а}}$. Выходные сигналы суммируются так, что

$$x_{\text{вых}}=Ф_1(x_{\text{а}}+П_{\text{р}})+Ф_2(x_{\text{а}}+П_{\text{а}}).$$

Если выбрать фильтры так, чтобы $Ф_2=1-Ф_1$, и обозначить $Ф_1=Ф$, то

$$x_{\text{вых}}=x_{\text{а}}+ФП_{\text{р}}+(1-Ф)П_{\text{а}}.$$

Таким образом, в схеме фильтрации результирующая ошибка

$$x_{\text{а}}-x_{\text{вых}}=-[ФП_{\text{р}}+(1-Ф)П_{\text{а}}]$$

выражается так же, как в рассмотренной выше комплексной системе.

В схеме компенсации (рис. 22-117, *б*) сигналы x_1 и x_2 подаются на вычитающее устройство $ВУ_1$, где образуется разность $x_2-x_1=П_{\text{а}}-П_{\text{р}}$, которая затем пропускается через фильтр F и вычитается из сигнала x_2 (вычитающее устройство $ВУ_2$), так что

$$x_{\text{вых}}=x_{\text{а}}+П_{\text{а}}-F(П_{\text{а}}-П_{\text{р}})=$$
$$=x_{\text{а}}+FП_{\text{р}}+(1-F)П_{\text{а}}.$$

Выбрав $F=Ф$, найдем, что ошибка

$$x_{\text{а}}-x_{\text{вых}}=-[ФП_{\text{р}}+(1-Ф)П_{\text{а}}]$$

выражается так же, как и в рассмотренной комплексной системе.

Последняя схема позволяет дать наглядное представление о физической причине выигрыша. В результате первой операции вычитания остается только разность помех $П_{\text{а}}-П_{\text{р}}$. Если эти помехи сосредоточены в различных частотных областях, например $П_{\text{а}}$ — в низкочастотной, а $П_{\text{р}}$ — в высокочастотной части спектра, то имеется возможность выбрать частотную характеристику фильтра F так, чтобы подавить одну из составляющих помех и пропустить другую. В нашем случае это должен быть фильтр нижних частот. Тогда пропущенная фильтром (оставшаяся) часть помехи ($П_{\text{а}}$) вычтется из сигнала $x_{\text{а}}+П_{\text{а}}$ ($ВУ_2$) и на выход пройдет сигнал $x_{\text{а}}$. Степень «чистоты» этого сигнала определяется тем, насколько хорошо удается отфильтровать составляющую $П_{\text{а}}$ от составляющей $П_{\text{р}}$ и сохранить $П_{\text{а}}$ после фильтра F, т. е. тем, насколько сильно разнесены спектры помех по шкале частот. Таким образом, выигрыш в точности при использовании двух измерительных устройств можно получить при условии, если помехи сосредоточены в различных областях спектра.

Дисперсия ошибки воспроизведения в рассматриваемой системе

$$\sigma^2_{\text{вос}}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_{\text{р}}(\omega)\,|Ф(j\omega)|^2\,d\omega+$$
$$+\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_{\text{а}}(\omega)\,|1-Ф(j\omega)|^2\,d\omega,$$

где $S_р(\omega)$ и $S_а(\omega)$ — спектральные плотности ошибок измерителей (радиотехнического и ИСД).

Иллюстрацию выигрыша при рассредоточении спектральных плотностей в различных частотных диапазонах дает рис. 22-118. Здесь показаны односторонние спектральные плотности входных ошибок $G_а$ и $G_р$ (рис. 22-118, *а*), квадраты частотных харак-

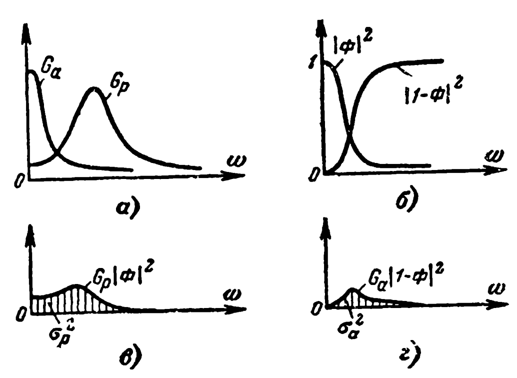


Рис. 22-118. Иллюстрация выигрыша в схемах объединения двух измерителей.

а — спектральные плотности ошибок ($G_р = 2S_р$; $G_а = 2S_а$); *б* — частотные характеристики фильтров; *в* — образование дисперсии радиотехнического измерителя; *г* — образование дисперсии ИСД (дисперсии равны заштрихованным площадям).

теристик фильтров $|\Phi|^2$ и $|1-\Phi|^2$, а также приведены результаты перемножения кривых $G_р|\Phi|^2$ и $G_а|1-\Phi|^2$ и интегрирования полученных площадей (т. е. образование дисперсий $\sigma_а^2$ и $\sigma_р^2$). В практике ошибки инерциальных и других ИСД сосредоточены обычно в узкой области частот вблизи нуля; помехи $П_р$ широкополосны. Поэтому обычно можно выбрать частотную характеристику замкнутой следящей системы $\Phi(j\omega)$ так, чтобы общая точность измерений увеличивалась по сравнению с измерением $x_а$ только радиотехнической системой или только ИСД. (Напоминаем, что при измерении в каждой из систем нельзя выделить $x_а$ в «чистом» виде, а можно измерить $x_а$ лишь с динамической ошибкой.) Определение понятия «выигрыш», а также некоторые количественные характеристики выигрышей и условия их получения приведены в [Л. 17].

Возвращаясь к изучению ошибок комплексных систем с учетом движения цели, сопоставим зависимость составляющих ошибок комплексной и некомплексной системы от полосы пропускания системы по формулам (22-60) и (22-61) (рис. 22-119). Из сопоставления ясно, что оптимальная полоса комплексной системы $\Delta F_{опт.к}$ уже, а минимальная дисперсия суммарной ошибки $\sigma^2_{вос.к.мин}$ меньше, чем в некомплексной (соответственно $\Delta F_{опт}$, $\sigma^2_{вос.мин}$). Это объясняется тем, что кривая квадратов динамической ошибки $\sigma^2_{дин}$ в некомплексной системе располагается значительно выше и правее кривой $\sigma^2_{дин.к}$ в комплексной системе, поскольку считается, что спектр воздействия $x_а$ значительно шире спектра воздействия $x_ц$.

Дополнительные ошибки $\sigma_а^2$ ИСД, естественно, невелики, и их спектр сосредоточен в области низких частот.

Для наглядности рассмотрим простейший пример.

Будем полагать систему астатической с передаточной функцией разомкнутой системы

$$W(p) = \frac{K_v}{p(Tp+1)}.$$

Положим далее спектральную плотность $S_р(\omega)$ равномерной в полосе $\Delta F_э$ системы и равной плотности у нулевой частоты: $(S_р(\omega) = S_р(0) = S_{р0})$, а спектральную плот-

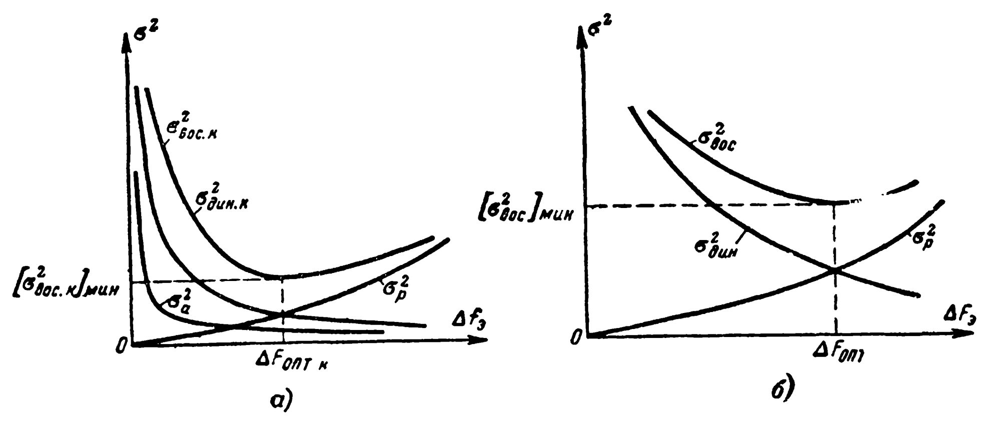


Рис. 22-119. Графики, иллюстрирующие характер изменения составляющих ошибок в зависимости от полосы $\Delta F_э$.

а — в комплексной системе; *б* — в некомплексной системе.

ность ИСД, описываемой выражением (см. стр. 72),

$$S_a(\omega) = \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha^2+\omega^2},$$

причем эта спектральная плотность сосредоточена у частоты $\omega=0$ (α мало, время корреляции велико).

Обе величины $x_ц$ и $x_а$ меняются с постоянной скоростью

$$x_ц = v_ц t \text{ и } x_а = v_а t,$$

причем

$$v_ц \ll v_а.$$

Эквивалентная полоса системы (см. стр. 75) $\Delta F_э = K_v/2$.

Квадраты динамической ошибки в некомплексной и комплексной системе равны соответственно:

$$\sigma^2_{дин} = \frac{v_а^2 + v_ц^2}{K_v^2} = \frac{v_ц^2 + v_а^2}{4\Delta F};$$

$$\sigma^2_{дин.к} = \frac{v_ц^2}{K_v} = \frac{v_ц^2}{4\Delta F_э}.$$

Дисперсия шумовой составляющей ошибки (одинакова для обеих систем)

$$\sigma^2_{вос} = S_{р0}\,\Delta F_э.$$

Дисперсия ошибки ИСД

$$\sigma_а^2 = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{2\alpha\sigma_0^2}{\alpha^2+\omega^2} \times$$

$$\times \left|\frac{Tp^2+p}{Tp^2+p+K_v}\right|^2_{p=j\omega} d\omega.$$

Интеграл вычисляется с помощью табл. 21-7 после приведения к виду

$$\sigma_а^2 = \frac{1}{2\pi j} \times$$

$$\times \int\limits_{-j\infty}^{j\infty} \frac{2\alpha\sigma_0^2\,(Ts^2+s)\,(Ts^2-s)}{(\alpha+s)(\alpha-s)(Ts^2+s+K_v)(Ts^2-s+K_v)}ds.$$

В результате вычислений находим:

$$\sigma_а^2 = \alpha\sigma_0^2\,\frac{T(\alpha+K_v)+1}{\alpha(T\alpha+1)+K_v}.$$

Учтем далее, что K_v и T нельзя выбирать независимо, так как в противном случае переходная характеристика будет неудовлетворительной. Полагая коэффициент колебательности $\zeta = \frac{1}{2\sqrt{TK_v}} = 0{,}7$, находим $TK_v=1$. С учетом этого получим:

$$\sigma_а^2 = \alpha\sigma_0^2\,\frac{\alpha+4\Delta F_э}{\alpha^2+2\alpha\Delta F_э+4\Delta F_э^2}.$$

Здесь вместо K_v подставлено его значение $K_v=2\Delta F_э$. Общая дисперсия ошибки в комплексной системе

$$\sigma^2_{вос.к} = \sigma^2_{дин.к} + \sigma_р^2 + \sigma_а^2.$$

Общая дисперсия ошибки в некомплексной системе

$$\sigma^2_{вос} = \sigma^2_{дин} + \sigma^2_р.$$

Задаваясь некоторыми количественными данными (не имеющими отношения к какой-либо реальной технической задаче): $v_ц = 0{,}1$ *ед/сек*; $v_а = 0{,}5$ *ед/сек*; $v = v_ц + v_а = 0{,}6$ *ед/сек*; $\alpha = 0{,}2$ 1/*сек*; $\sigma_а^2 = 4\cdot 10^{-4}$ *ед*²; $S_{р0} = 2\cdot 10^{-5}$ *ед*²·*сек*, построим кривые, приведенные на рис. 22-120. Из этого примера следует, что оптимальная полоса в комплексной системе в $18/6{,}4 \approx 3$ раза, а квадрат минимальной ошибки в $5{,}5/2 = 2{,}25$ раза меньше, чем в некомплексной системе. Результаты были бы еще более разительны, если отношение $v_а/v_ц$ было бы большим (в приведенном примере оно составляет всего 4).

В комплексной системе оптимальная полоса может быть значительно меньше, чем в некомплексной, что ведет к снижению шумовой ошибки. При равных полосах уменьшается динамическая ошибка. Результатом этого является снижение вероятности срыва слежения при действии радиопомех высокого уровня, что, конечно, имеет большое практическое значение.

Указанное выше условие согласования $HW_2=1$ практически можно выполнить не всегда. Действительно, если, например, $W_2(p)$ представляет собой инерционное звено с постоянной времени T, то при выполнении условия согласования

$$H(p) = Tp + 1$$

согласующий фильтр является идеальным форсирующим звеном, которое практически выполнить невозможно. Можно использовать реальное форсирующее звено

$$H_р(p) = \frac{Tp+1}{\tau p+1},$$

где

$$\tau \ll T.$$

Рис. 22-120. Диаграммы ошибок в комплексной и некомплексной системах (иллюстрация числового примера).

В результате возникают дополнительные ошибки, которые при правильном выборе параметров и структуры системы можно свести к минимальному уровню (см. об этом [Л. 17]).

Примером осуществления комплексной системы может служить система углового сопровождения целей, установленная на самолете [Л. 17], в которую от гироскопического ИСД вводится сигнал, пропорциональный собственным угловым колебаниям самолета (угол $\gamma_а$). Сигнал гироскопического датчика подается на вход исполнительного двигателя звена W', охваченного обратной связью (рис. 22-121), поскольку

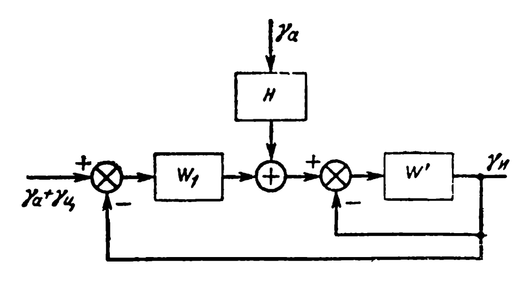


Рис. 22-121. Пример комплексной системы автосопровождения по угловой координате.

ввод этого сигнала на выходной вал двигателя не всегда можно выполнить конструктивно.

Спектральная плотность случайных ошибок гироскопического измерителя сосредоточена у нулевых частот, в то время как спектр радиопомех достаточно широк. Преобразуя структурную схему рис. 22-121 к стандартному виду (см. рис. 22-116) и учитывая, что

$$W'(p) = \frac{K_{дв}}{p(T_{дв}p + 1)},$$

получаем:

$$W_2 = \frac{W'}{1+W'} = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1},$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T_{дв}}{K_{дв}}};\quad \zeta = \frac{1}{\sqrt{T_{дв}K_{дв}}}.$$

Для возможно более точного выполнения условий согласования

$$H = \frac{1}{W_2} = \tau^2 p^2 + 2\zeta\tau p + 1$$

и выбора передаточной функции реального согласующего звена $H_р$, не сильно отличающегося от H, необходимо, чтобы фильтр с передаточной функцией W_2 был достаточно широкополосным, т. е. необходимо величину $K_{дв}$ сделать достаточно большой и соответственно $T_{дв}$ малой. Если последнее выполнить не удается, прибегают к охвату двигателя скоростной обратной связью (см. стр. 38), чем достигается снижение эквивалентной постоянной времени двигателя.

Астатизм системы достигается введением в звено W_1 интегрирующего элемента. Отметим, что гироскоп обладает прецессией (медленные уходы гироскопа). Непременным условием правильной работы системы является исключение систематической ошибки установившегося режима, обусловленного прецессией. Поскольку система по отношению к вводимому сигналу является астатической, это условие выполняется и прецессия гироскопа не приводит к нарастающим во времени или постоянным ошибкам.

22-6. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Принцип действия систем АРУ

Системы автоматической регулировки усиления (АРУ) предназначены для стабилизации уровня выходных сигналов радиоприемных устройств, а также для поддержания оптимального режима работы усилителей промежуточной частоты приемников в широком динамическом диапазоне изменения входных сигналов при сохранении амплитудной модуляции входных сигналов.

Необходимость стабилизации уровня сигнала объясняется тем, что следующие за радиоприемниками устройства различных радиотехнических аппаратов могут выполнять свои функции лишь при незначительных изменениях величины поступающих сигналов. В то же время сигналы на входе радиоприемников могут изменяться по интенсивности в чрезвычайно широких пределах из-за изменения расстояний между источником сигналов и приемником, а также вследствие того, что один приемник используется для приема радиостанций различной мощности и другие причины. Поэтому системы АРУ являются непременной частью радиоприемного устройства.

Сохранение амплитудной модуляции при стабилизации уровня выходного сигнала возможно только в случае, когда модулирующее напряжение меняется значительно быстрее, чем уровень входного сигнала. Это достигается соответствующим выбором парамегров фильтров в системе АРУ. Если скорости изменения уровня сигналов и полезного модулирующего сигнала близки, происходит частичная демодуляция сигналов из-за действия системы АРУ и изменение уровня выступает как помеха.

В радиоавтоматике системы АРУ выполняют весьма ответственные функции, связанные чаще всего со стабилизацией коэффициента передачи измерительных устройств. Если для радиоприема сигналов неавтоматических систем основное значение имеет установившийся режим работы систе-

мы АРУ, то для систем радиоавтоматики важны динамические характеристики системы АРУ, так как переходные процессы в этой системе могут существенно повлиять на работу других систем радиоавтоматики, на которые поступают сигналы данного приемника. Поэтому в дальнейшем большое внимание уделяется описанию особенностей динамических режимов.

По принципу действия различают системы АРУ без обратной связи и с обратной связью.

Система АРУ без обратной связи (АРУ «вперед»). В этой системе (рис. 22-122) выходные сигналы усилителя промежуточной частоты приемника (УПЧ) детектируются ($Д_{ару}$), усиливаются ($У_{ару}$) и поступают

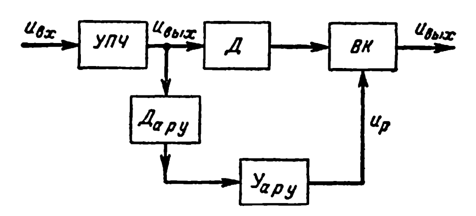


Рис. 22-122. Функциональная схема системы автоматической регулировки усиления приемника без обратной связи (АРУ «вперед»). $Д_{ару}$, $У_{ару}$ — детектор и усилитель системы АРУ, *ВК* — выходные каскады.

на последующие усилительные элементы выходных каскадов (*ВК*). В результате этого коэффициент их усиления изменяется и осуществляется стабилизация уровня выходных сигналов. Иногда усилитель АРУ отсутствует, так что регулирующее напряжение подается непосредственно с детектора АРУ. При увеличении напряжения сигнала $u_{вых}$ на выходе радиоприемника величина сигнала $u_р$ на выходе усилителя АРУ возрастает, что вызывает уменьшение усиления выходных каскадов. В некотором диапазоне изменения амплитуды удается подобрать зависимость усиления выходных каскадов от регулирующего напряжения $u_р$ так, чтобы выходной сигнал оставался неизменным.

Недостаток такой системы, как и любой системы без обратной связи, состоит в том, что способ действия системы не зависит от того, каков истинный уровень выходного сигнала. В случае изменения коэффициента усиления выходных каскадов (например, его падения, обусловленного старением лампы или изменением температурных условий работы транзисторов) регулирующее напряжение меняться не будет, а уровень стабилизации выходного напряжения изменится. Кроме того, система АРУ «вперед» не позволяет поддерживать нормальный режим работы *УПЧ* в очень широком диапазоне изменения амплитуды входных сигналов и, следовательно, не выполняет одной из основных функций, возлагаемых на систему АРУ. Поэтому она используется как вспомогательная в некоторых системах радиоавтоматики (см., например, стр. 188).

Система АРУ с обратной связью (АРУ «назад»). В этой системе (рис. 22-123) выходные сигналы *УПЧ* радиоприемника детектируются ($Д_{ару}$), усиливаются ($У_{ару}$) и через фильтрующие цепи (*Ф*) поступают в виде регулирующего напряжения $u_р$ на *УПЧ*. С помощью напряжения $u_р$ осуществляется регулировка коэффициента усиления каскадов *УПЧ*. При изменении амплитуды напряжения $u_{вых}$ на выходе *УПЧ* изменяется величина $u_р$ и в соответствии с нею коэффициент усиления каскадов *УПЧ* так, что динамический диапазон выходных сигналов оказывается значительно меньшим динамического диапазона входных сигналов. Все изменения коэффициента передачи автоматически учитываются системой, поскольку здесь действует обратная связь с выхода на вход. На детектор или усилитель системы АРУ обычно подается запирающее напряжение $E_з$ — задержка АРУ. Этим исключается действие обратной связи (разрыв цепи АРУ) и прекращается уменьшение коэффициента передачи для сигналов малого уровня. Цепь АРУ замыкается только тогда, когда напряжение на соответствующем элементе превосходит напряжение задержки. Иногда, если требования к изменению уровня выходного сигнала не очень жесткие, в системе может отсутствовать усилитель АРУ и на вход фильтра напряжение подается с детектора АРУ.

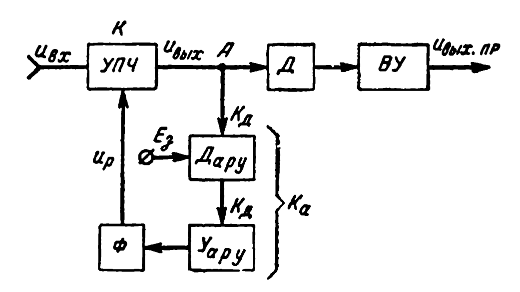


Рис. 22-123. Функциональная схема системы автоматической регулировки усиления с обратной связью (АРУ «назад»).

Действие системы АРУ основано не на сравнении выходного сигнала со входным, а на изменении параметра (коэффициента передачи) системы в соответствии с сигналом обратной связи, т. е. система АРУ является параметрической. Отсюда вытекают и своеобразные свойства системы АРУ, отличающие ее от рассмотренных ранее систем радиоавтоматики, где коэффициент передачи остается неизменным. Вследствие того, что система АРУ является параметрической, ее можно заставить работать в очень широком диапазоне изменения сигналов на входе, достигающих 100 *дб*.

В системе АРУ регулировке подвергается *УПЧ*, коэффициент передачи K которого является функцией напряжения $u_р$.

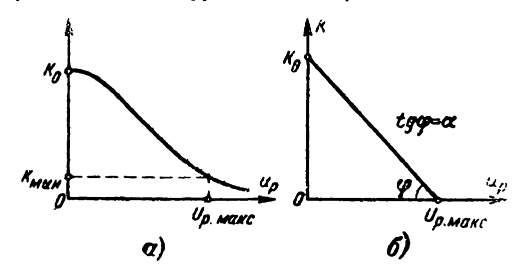


Рис. 22-124. Регулировочная характеристика усилителя.

а — реальная; *б* — идеализированная (для расчета динамических режимов).

Зависимость $K(u_р)$ называется **регулировочной характеристикой** системы АРУ (рис. 22-124) и служит основой при рассмотрении процессов в системе. Регулировочная характеристика снимается экспериментально или рассчитывается по заданным регулировочным характеристикам отдельных каскадов усилителя.

Статические характеристики системы АРУ

Статической характеристикой называют зависимость амплитуды выходного напряжения $u_{вых}=U_{вых}$ на выходе УПЧ приемника (или напряжения регулирования $u_р=U_р$) от амплитуды входного напряжения $u_{вх}=U_{вх}$ в установившемся режиме.

Если в системе используется задержка, то зависимость $U_{вых}(U_{вх})$ имеет два явно выраженных участка: крутой OM и пологий MN (рис. 22-125). На участке OM цепь регулирования разомкнута ($U_р=0$) и выходное напряжение пропорционально входному, причем коэффициент передачи имеет постоянное максимальное значение K_0. Участок MN соответствует режиму регулирования; его наклон характеризует эффективность систему АРУ. В системах без задержки эти два участка выражены менее ярко; тем не менее и здесь эффективность регулирования возрастает с увеличением сигнала на входе.

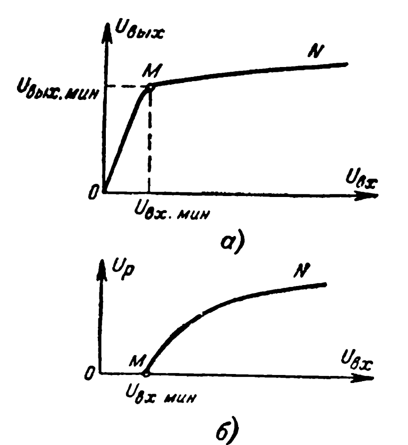


Рис. 22-125. Статические характеристики системы АРУ.

а — зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{вых}$ от амплитуды напряжения на входе $U_{вх}$;
б — зависимость напряжения регулирования $U_р$ от $U_{вх}$.

Для количественной оценки эффективности системы АРУ вводится коэффициент $\beta=U_{вых.макс}/U_{вых.мин}$, равный отношению максимальной и минимальной амплитуд выходного напряжения при заданном динамическом диапазоне $\alpha=U_{вх.макс}/U_{вх.мин}$ изменения амплитуды сигнала на входе. Величина $U_{вх.мин}$ соответствует достижению номинальной мощности сигнала на выходе и обычно отвечает области перехода одного участка характеристики в другой; $U_{вх.макс}$ — амплитуда наибольшего расчетного входного напряжения.

Чем эффективнее действие системы АРУ, тем меньше коэффициент β отличается от единицы, тем меньше наклон рабочего участка. Как следует из принципа действия системы наклон этого участка не может быть нулевым, так как $U_р$ может изменяться только за счет изменения $U_{вых}$. К системе АРУ предъявляется требование достижения определенного значения β при заданной величине α, следовательно, отношение α/β характеризует **степень регулировки**. Для увеличения эффективности регулировки в цепь обратной связи включается усилитель АРУ (коэффициент передачи $K_{ус}$). На рис. 22-123 этот усилитель включен после детектора АРУ, но часто используются схемы, где усилитель предшествует детектору. В дальнейшем рассмотрена схема на рис. 22-123, когда напряжение задержки $E_з$ подано на детектор АРУ. Не представляет труда провести те же рассуждения для схемы, в которой усилитель предшествует детектору или напряжение $E_з$ подано на усилитель АРУ.

Чем больше коэффициент передачи $K_а=K_дK_{ус}$ усилителя и детектора АРУ, тем меньше наклон участка MN.

Напряжение регулирования $U_р=0$, а коэффициент передачи усилителя имеет максимальное значение $K=K_0$ до тех пор, пока напряжение на входе детектора АРУ не превзойдет величины напряжения задержки $E_з$ (или на входе усилителя АРУ, если $E_з$ подано на этот усилитель). Сигнал на выходе радиоприемника при этом должен достигнуть своего номинального значения (точка M на рис. 22-125). Амплитуды напряжения на выходе усилителя и на входе детектора АРУ (точка A на рис. 22-123) обозначим соответственно $U_{вх.мин}$ и $U_{вых.мин}$, причем $U_{вых.мин}=E_з=U_{вх\cdot мин}K_0$.

Если заданы величины α и β и известна регулировочная характеристика, то

можно найти потребную величину коэффициента передачи $K_{ус}$ усилителя АРУ.

При $U_{вых} > U_{вых.мин}$

$$U_р = (K_д U_{вых} - E_з) K_{ус}$$

и

$$U_{р.макс} = K_д K_{ус} (U_{вых.макс} - E_з).$$

Так как $U_{вых.макс} = \beta U_{вых.мин}$, то, учитывая, что $U_{вых.мин} = E_з$, получим:

$$K_{ус} = \frac{U_{р.макс}}{U_{вых.мин} (\beta K_д - 1)} \approx \frac{U_{р.макс}}{\beta K_д U_{вых.мин}}. \qquad (22\text{-}62)$$

Здесь величина $U_{р.макс}$ определяется по регулировочной характеристике по заданным величинам β и $U_{вых.мин}$ в точке, где (рис. 22-124,*а*)

$$K = K_{мин} = K_0 \frac{\beta}{\alpha}. \qquad (22\text{-}63)$$

Последнее следует из того, что

$$K_{мин} = \frac{U_{вых.макс}}{U_{вх.макс}} = \frac{U_{вых.макс}}{U_{вых.мин}} \frac{U_{вх.мин}}{U_{вх.макс}} K_0.$$

Аналогичные формулы легко получить и для других вариантов цепи обратной связи АРУ. Заметим, что $K_{ус}$ может быть больше значения, определяемого формулой (22-62), но не должно быть меньше него; в противном случае β будет превосходить заданное значение.

В системе АРУ в случае отсутствия усилителя АРУ ($K_{ус} = 1$) и при заданной величине α величина β определяется как решение системы двух уравнений:

$$\begin{cases} \beta = \dfrac{1}{K_д} \left[1 + \dfrac{U_{р.макс}}{U_{вых.мин}} \right]; \\ \beta = K_{мин} \alpha \dfrac{1}{K_0}, \end{cases}$$

первое из которых получено из (22-62), а второе—из (22-63). Выбирая различные точки на регулировочной характеристике $K(u_р)$ и подставляя в эти уравнения соответствующие величины K и $U_р$, получаем величины β из первого и второго уравнения. Тем значениям K и $U_р$, при которых величины β одинаковы, соответствует решение системы этих уравнений и $K = K_{мин}$ и $U_р = U_{р.макс}$.

Построение статической характеристики (рис. 22-125) производится так. Сначала задается серия значений $U_р (U_{р1}, U_{р2} \ldots)$ и для каждого из них по регулировочной характеристике (рис. 22-124) определяются соответствующие значения $K (K_1, K_2 \ldots)$. Кроме того, находятся значения $U_{вых1}$, $U_{вых2} \ldots$ из соотношения

$$U_{вых} = \left[\frac{U_р}{K_у} + E_з \right] \frac{1}{K_д},$$

полученного из очевидного равенства

$$U_р = K_{ус} [K_д U_{вых} - E_з].$$

Если усилитель предшествует детектору, то

$$U_р = (U_{вых} K_{ус} - E_з) K_д$$

и

$$U_{вых} = \frac{1}{K_{ус}} \left[\frac{U_р}{K_д} + E_з \right].$$

По полученным значениям K и $U_{вых}$ вычисляются соответствующие величины амплитуды входного сигнала: $U_{вх} = U_{вых}/K$ (т. е. $U_{вх1} = U_{вых1}/K_1$, $U_{вх2} = U_{вых2}/K_2$ и т. д.) и строится зависимость $U_{вых}$ от $U_{вх}$ (координаты точек статической характеристики $U_{вх1}$, $U_{вых1}$, $U_{вх2}$, $U_{вых2}$ ... и т. д.).

Коэффициент передачи i-го регулируемого каскада усилителя $K_{iр}$ зависит от напряжения регулирования: $K_{iр} = A S_i (u_р)$, а общий коэффициент передачи усилителя

$$K = \left[A \prod_{i=1}^{r} S_i (u_р) \right] K_н = K_р K_н, \qquad (22\text{-}64)$$

где S_i — коэффициент, зависящий от регулирующего напряжения (например, крутизны характеристик ламп);

A — коэффициент пропорциональности;

$K_р$ — коэффициент передачи r регулируемых каскадов;

$K_н$ — коэффициент передачи нерегулируемых каскадов.

Число регулируемых каскадов целесообразно выбирать наибольшим, что облегчит выполнение поставленных требований к системе. Однако следует избегать изменения режима входных каскадов (так как в противном случае могут ухудшиться шумовые характеристики усилителя), а также смесительных каскадов радиоприемника.

Пример. Рассчитать статическую характеристику системы АРУ лампового усилителя по следующим исходным данным. Динамический диапазон входного сигнала $\alpha = 2 \cdot 10^4$ ($U_{вх.мин} = 5$ *мкв*; $U_{вх.макс} = 0{,}1$ *в*). Динамический диапазон изменения выходного сигнала $\beta = 2$. Регулировочная характеристика усилителя (с учетом нерегулируемых каскадов) приведена на рис. 22-126.

Минимальное значение выходного напряжения, соответствующее номинальной выходной мощности усилителя,

$$U_{вых.мин} = K_0 U_{вх.мин} = 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ в}.$$

Этой величине равно напряжение задержки $E_з = U_{вых.мин} = 5$ *в*. Определяем минимальный коэффициент усиления:

$$K_{мин} = K_0 \frac{\beta}{\alpha} = 10^6 \frac{2}{2 \cdot 10^4} = 100.$$

По регулировочной характеристике находим:

$$U_{р.макс} = 17{,}5 \text{ в}.$$

Определяем величину коэффициента передачи усилителя АРУ, принимая, что коэффициент передачи детектора АРУ $K_д = 0{,}9$:

$$K_{ус} = \frac{U_{р.макс}}{U_{вых.мин}(K_д\beta - 1)} = \frac{17{,}5}{5(2\cdot 0{,}95 - 1)} \approx 4.$$

Выберем с некоторым запасом $K_{ус}=5$.

Для расчета статической характеристики составляется таблица:

Таблица 22-1

$U_р$, в	$K\cdot 10^{-3}$	$K_{ус}=5$: $U_{вых}$, в	$K_{ус}=5$: $U_{вх}$, в	$K_{ус}=1$: $U_{вых}$, в	$K_{ус}=1$: $U_{вх}$, в
1	800	5,77	$7{,}23\cdot 10^{-6}$	6,66	$8{,}35\cdot 10^{-6}$
2	500	5,99	$11{,}8\cdot 10^{-6}$	7,77	$1{,}55\cdot 10^{-5}$
4	200	6,44	$3{,}22\cdot 10^{-5}$	9,99	$4{,}98\cdot 10^{-5}$
5	100	6,66	$6{,}66\cdot 10^{-5}$	11,10	$1{,}11\cdot 10^{-4}$
6	50	6,88	$1{,}15\cdot 10^{-4}$	12,3	$2{,}48\cdot 10^{-4}$
8	12	7,33	$6{,}1\cdot 10^{-4}$	14,45	$1{,}2\cdot 10^{-3}$
10	4	7,77	$1{,}94\cdot 10^{-3}$	16,65	$4{,}15\cdot 10^{-3}$
12	1,1	8,22	$5{,}46\cdot 10^{-3}$	18,85	$1{,}25\cdot 10^{-2}$
14	0,5	8,67	$1{,}4\cdot 10^{-2}$	21,05	$3{,}5\cdot 10^{-2}$
16	0,2	9,11	$4\cdot 10^{-2}$	23,25	0,116
17,5	0,1	9,45	$9{,}4\cdot 10^{-2}$	24,95	0,25

В ней $U_р$ задается, K определяется по регулировочной характеристике, $U_{вых}$ определяется по формуле

$$U_{вых} = \left[E_з + \frac{U_р}{K_{ус}}\right]\frac{1}{K_д} = \left[5 + \frac{U_р}{K_{ус}}\right]\frac{1}{0{,}9}.$$

Величина $U_{вх}$ находится исходя из соотношения $U_{вх} = U_{вых}/K$. В таблице приведены данные для системы с усилителем ($K_{ус}=5$) и без усилителя ($K_{ус}=1$). Соответствующие статические характеристики приведены на рис. 22-127. (Масштаб по оси входных напряжений — логарифмический). Заметим, что несоответствие между заданным максимальным выходным напряжением $U_{вых.макс}=10$ в и расчетным $U_{вых.макс}=9{,}45$ в для точки $U_р=17{,}5$ в (соответственно между заданным максимальным входным сигналом: $U_{вх.макс}=0{,}1$ в и расчетным 0,095 в) вызвано тем, что вместо расчетного коэффициента передачи усилителя АРУ $K_{ус}=4$ было выбрано значение $K_{ус}=5$.

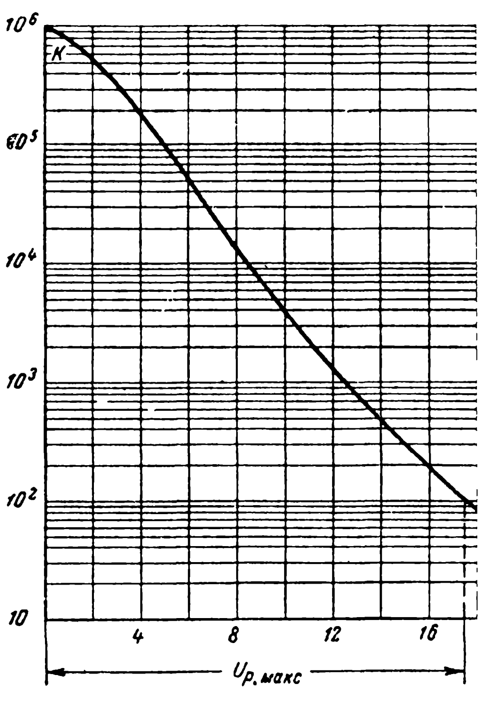


Рис. 22-126. Регулировочная характеристика уси теля для расчетного примера.

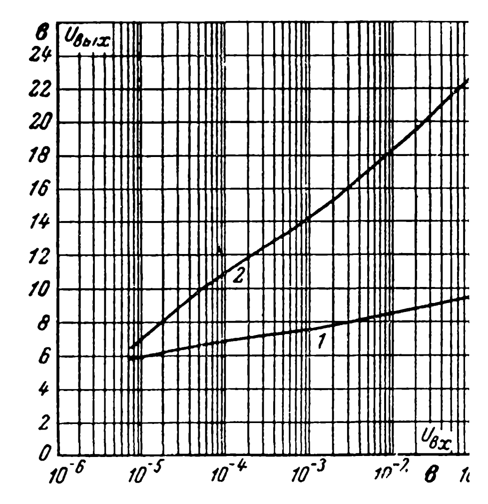


Рис. 22-127. Статические характеристики для р четного примера, 1 — $K_{ус}=5$; 2 — $K_{ус}=1$.

Динамический диапазон выходного с нала в системе с усилителем $\beta=9{,}45/5{,}77 = 1{,}64$ — несколько меньше заданного; в стеме без усилителя он составит 24,95/6,6 =3,74 — значительно больше заданного.

Приведенные выше рассуждения о с тических режимах систем АРУ относя как к ламповым, так и к транзисторн усилителям.

Для ламповых усилителей $S_i(u_р)$ в формуле (22-64) представляет собой динамическую крутизну характеристики соответствующей лампы. На управляющие сетки ламп регулируемых каскадов вместе с исходным смещением $E_{см\,i}$ подается регулирующее напряжение $u_р$, так что $S_i = f(E_{см\,i}+U_р)$, причем равенству $U_р=0$ соответствует максимальный коэффициент передачи усилителя $K=K_0$.

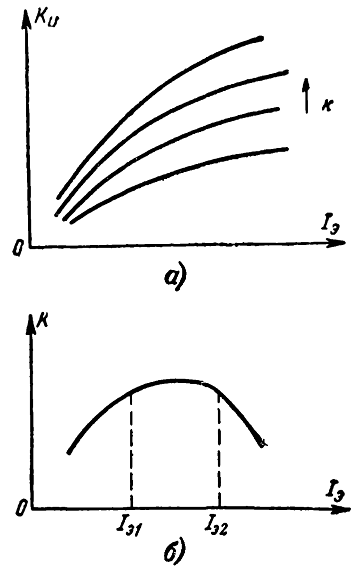


Рис. 22-128. Зависимость коэффициента усиления по напряжению транзисторного усилителя от тока эмиттера $I_э$.

а — при постоянных напряжениях на коллекторе $U_к$ (стрелкой показано направление увеличения $U_к$); *б* — для случая, когда $U_к$ не поддерживается постоянным. Области регулировки: $I_э<I_{э1}$; $I_э>I_{э2}$.

Специфические особенности систем АРУ с транзисторными каскадами усиления заключаются в способах осуществления регулировки усиления в каждом каскаде транзисторного усилителя. Коэффициент усиления транзистора зависит от тока эмиттера $I_э$ и напряжения на коллекторе $U_к$. Поэтому коэффициентом усиления можно управлять изменением режима питания транзистора по постоянному току. Характер указанной зависимости иллюстрируется рис. 22-128. При изменении тока эмиттера $I_э$ напряжение $U_к$ на коллекторе для каждой из кривых на рис. 22-128, *а*, характеризующих величину коэффициента усиления по напряжению, искусственно поддерживалось постоянным.

В реальных схемах при изменении тока эмиттера одновременно меняется $U_к$, так что зависимость $K(I_э)$ обычно имеет вид рис. 22-128, *б*. Режим регулировки возможен как на восходящей (при $I_э<I_{э1}$), так и на нисходящей (при $I_э>I_{э2}$) ветвях кривой $K(I_э)$. Регулировка на восходящей ветви предпочтительнее, поскольку здесь сравнительно малы частотные и нелинейные искажения. При регулировке на нисходящей ветви, когда транзистор работает в режиме, близком к насыщению, а степень уменьшения K с изменением $I_э$ больше, нелинейные и частотные искажения выше. (Последние обусловлены изменением динамической

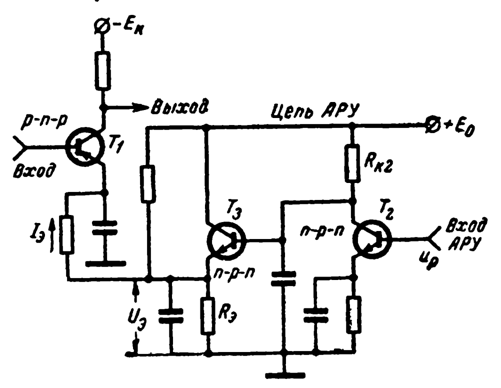


Рис. 22-129. Схема регулируемого каскада, когда регулировка достигается путем изменения тока $I_э$ транзистора T_3 с помощью усилителя АРУ (транзисторы T_2, T_1).

емкости транзистора). Трудность регулировки возрастает, если в каскаде осуществлена термостабилизация, поскольку последняя предназначена для того, чтобы как можно полнее компенсировать изменения режима транзистора по постоянному току.

В конкретных схемах можно регулировать непосредственно ток эмиттера, напряжение на коллекторе, а также менять ток эмиттера косвенно, путем изменения потенциала базы [Л. 19].

Пример схемы АРУ с непосредственным изменением тока эмиттера представлен на рис. 22-129. Ток эмиттера $I_э$ транзистора T_1 регулируемого каскада проходит через резистор $R_э$ эмиттерного повторителя усилителя канала АРУ.

В отсутствие сигнала транзистора T_2 усилителя АРУ заперт (сигналом с выхода основного усилителя, подаваемым на вход АРУ), а напряжение $+U_э$ на нагрузке эмиттерного повторителя T_3 и соответственно ток транзистора T_1 максимальны. При некотором уровне сигнала (соответствующем напряжению задержки) транзистор T_1 отпирается, напряжение на резисторе $R_{к2}$, а следовательно, и напряжение $U_э$ на резисторе $R_э$ с ростом сигнала на входе усилителя и транзистора T_2 уменьшается, что приводит к падению тока $I_э$ и уменьшению усиления каскада с транзистором T_1.

Схемы с изменением режима по постоянному току имеют ряд недостатков. Они требуют большой мощности усилителя АРУ; изменение режима по постоянному току приводит к нарушению согласований между каскадами и т. п.

Автоматическая регулировка усиления может осуществляться путем изменения сопротивления специально вводимых в схему усилителей нелинейных элементов.

Режим работы транзистора по постоянному току в этом случае не изменяется, и, следовательно, исчезают противоречия между требованием температурной стабилизации и стремлением увеличить степень регулировки; не меняется также уровень нелинейных искажений.

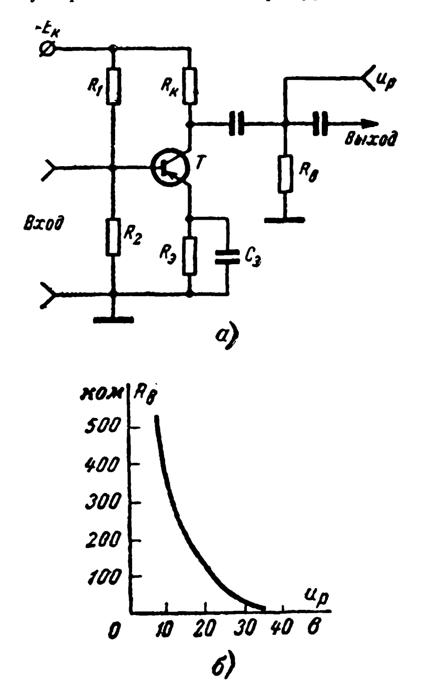


Рис. 22-130. Регулировка коэффициента усиления с помощью нелинейного управляемого сопротивления (варистора) $R_в$.

а — схема; *б* — характер зависимости сопротивления варистора от регулирующего напряжения $u_р$.

В качестве регулируемых нелинейных элементов используются полупроводниковые диоды, переходы эмиттер — база транзисторов, управляемые нелинейные резисторы. На рис. 22-130, *а* изображена схема с нелинейным управляемым сопротивлением (варистором) $R_в$, включенном параллельно нагрузке усилителя с транзистора *Т*. Сопротивление варистора $R_в$ изменяется с помощью постоянного напряжения $u_р$, поступающего с усилителя АРУ. (Примерный вид зависимости $R_в(u_р)$ представлен на рис. 22-130, *б*.) Недостаток таких схем состоит в том, что в процессе регулировки изменяется полоса пропускания каскада.

Нелинейное сопротивление может использоваться также в схеме делителя напряжений на входе регулируемого каскада, причем в качестве такого сопротивления можно использовать также диод или транзистор.

В схеме с диодом (рис. 22-131, *а*) регулирующее напряжение $u_р$ весьма мало, поскольку диапазон напряжений, в котором внутреннее сопротивление диода существенно меняется, не превосходит нескольких десятых долей вольта. В зависимости от величины напряжения регулирования $u_р$ меняется доля напряжения, поступающего на

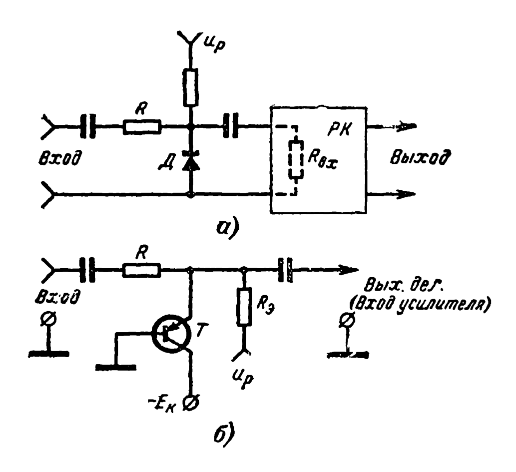


Рис. 22-131. Схемы регулировки коэффициента усиления с помощью нелинейных делителей на входе регулируемого каскада РК.

а — схема с диодом ($R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя); *б* — схема с транзистором *Т* (Вых. дел. — выход делителя и вход регулируемого усилителя).

вход регулируемого усилительного каскада, поскольку меняется сопротивление диода, который является плечом делителя входного сигнала. Диод в схеме должен обладать резкой зависимостью дифференциального сопротивления от $u_р$ (например, кремниевый диод Д204).

Аналогичным образом действует нелинейный делитель с транзистором *Т*. При изменении режима (под действием напряжения $u_р$) меняется сопротивление плеча делителя напряжения на входе регулируемого усилителя (рис. 22-131, *б*). Сопротивление транзистора может меняться в достаточно широких пределах (от нескольких десятков ом до нескольких килоом) при сравнительно небольшой мощности, потребляемой от усилителя АРУ.

Регулировка усиления каскада может осуществляться также путем изменения глубины отрицательной обратной связи, охватывающей регулируемый усилительный каскад (рис. 22-132). Сопротивление $R_э$ отрицательной обратной связи в цепи эмиттера шунтируется нелинейным сопротивлением диода *Д*. Последнее регулируется напряжением $u_р$. Если напряжение регулирования $u_р$ подается в прямом направлении, сопротивление диода с ростом $u_р$ падает, а следовательно, уменьшается глубина обратной связи через резистор $R_э$ и шунтирующего сопротивления $R_д$; соот-

ветственно коэффициент усиления возрастает. При противоположной полярности (т. е. когда с ростом $u_р$ ток диода убывает) увеличение $u_р$ вызывает уменьшение коэффициента усиления регулируемого каскада. С увеличением тока, проходящего через диод, шунтирующее сопротивление диода убывает, следовательно, уменьшается глубина обратной связи и коэффициент передачи каскада увеличивается. Изменение

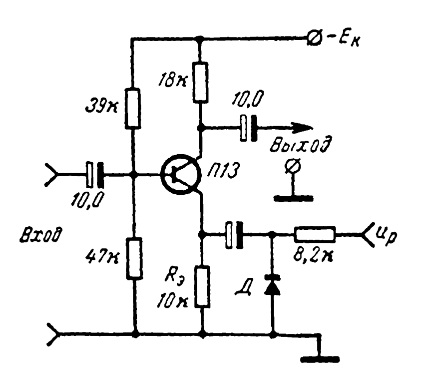


Рис. 22-132. Схема, поясняющая принцип вариации глубины отрицательной обратной связи для регулировки усиления каскада в соответствии с величиной $u_р$.

глубины обратной связи часто оказывается наиболее гибким и удобным способом регулировки усиления многокаскадных усилителей.

Более подробные сведения о способах осуществления регулировки транзисторных усилителей, а также некоторые расчетные соотношения содержатся в [Л. 19].

Динамические режимы систем АРУ

Своеобразная особенность систем АРУ, обусловленная изменением коэффициента передачи, состоит в том, что быстродействие системы АРУ зависит не только от параметров системы, но и от амплитуды входного сигнала $u_{вх}$: чем выше амплитуда, тем при прочих равных условиях больше быстродействие и тем меньше время регулирования.

Это свойство удобно выяснить на примере системы с однозвенным фильтром Φ, имеющим передаточную функцию.

$$F(p) = \frac{1}{Tp + 1}.$$

Будем считать регулировочную характеристику линейной (см. рис. 22-124,*б*), т. е.

$$K(u_р) = K_0 - \alpha u_р$$

(коэффициент α характеризует наклон прямой: $\alpha = \operatorname{arctg} \varphi$), а также примем ради простоты напряжение задержки равным нулю: $E_з = 0$.

Тогда, учитывая, что напряжение на входе фильтра равно $u_{вых} K_а$ ($u_{вых}$ — амплитуда напряжения на выходе усилителя, а $K_а = K_{ус} K_д$) получаем:

$$T \frac{du_р}{dt} + u_р = K_а u_{вых}.$$

Инерционность регулируемого усилителя, как правило, достаточно мала и можно считать, что $u_{вых} = K u_{вх} = (K_0 - \alpha u_р) u_{вх}$. Тогда

$$T \frac{du_р}{dt} + u_р = K_а u_{вх} (K_0 - \alpha u_р)$$

или

$$T \frac{du_р}{dt} + u_р (1 + \mu) = K_0 K_а u_{вх}. \quad (22\text{-}65)$$

Здесь

$$\mu = \alpha K_а u_{вх}.$$

Полученное уравнение полностью описывает динамические свойства системы АРУ. Оно является линейным с переменным коэффициентом (μ). При постоянном $u_{вх}$, т. е. когда входной сигнал представляет собой ступенчатое воздействие $u_{вх} = U_{вх} 1(t)$, уравнение можно записать в виде передаточной функции инерционного звена

$$\Phi(p) = \frac{u_р(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{K_э}{T_э p + 1}, \quad (22\text{-}66)$$

где

$$K_э = \frac{K_0 K_а}{1 + \mu}; \quad T_э = \frac{T}{1 + \mu}; \quad \mu = \alpha K_а U_{вх}.$$

Важно подчеркнуть, что постоянная времени $T_э$ зависит от интенсивности входного сигнала. С увеличением $U_{вх}$ постоянная времени убывает, т. е. быстродействие системы АРУ увеличивается. Напряжение регулирования в соответствии с передаточной функцией (22-66) меняется по экспоненте

$$u_р = \frac{K_0 K_а U_{вх}}{1 + \mu} \left[1 - e^{-\frac{t}{T_э}}\right], \quad (22\text{-}67)$$

а выходное напряжение

$$u_{вых} = K_0 - \alpha u_р = \frac{K_0 U_{вх}}{1 + \mu} \left[1 + \mu e^{-\frac{t}{T_э}}\right]. \quad (22\text{-}68)$$

Соответствующие переходные процессы $u_р(t)$ и $u_{вых}(t)$ представлены на рис. 22-133.

При рассмотрении систем АРУ иногда вводят понятие динамического коэффициента передачи регулируемого усилителя:

$$K_{дин}(t) = \frac{u_{вых}(t)}{U_{вх}} = K_0 \frac{1 + \mu e^{-\frac{t}{T_э}}}{1 + \mu},$$

который уменьшается от максимального значения K_0 в начальный момент до установившегося $K_{уст} = \frac{K_0}{1+\alpha K_а U_{вх}}$ (при $t=\infty$), тем меньшего, чем больше $U_{вх}$.

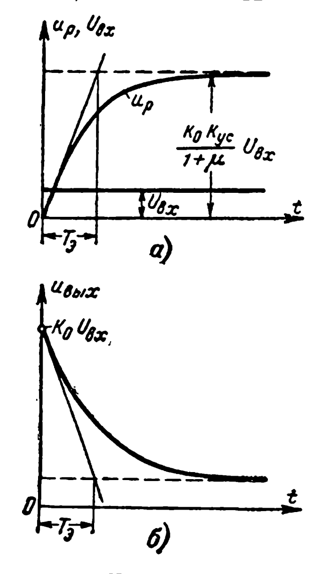


Рис. 22-133. Переходные процессы в системе АРУ с однозвенным фильтром при ступенчатом сигнале $U_{вх}$ на входе.

а — кривая $u_р(t)$; *б* — кривая $u_{вых}(t)$.

Зависимость постоянной времени от напряжения входа $U_{вх}$ (рис. 22-134) не свойственна ни одной из рассмотренных ранее систем. Несмотря на то что уравнение (22-65) является линейным, принцип суперпозиции по отношению к амплитуде входного сигнала $u_{вх}$ не соблюдается, т. е. решение, найденное для сигнала $u'_{вх}+u''_{вх}$, не равно сумме решений, найденных порознь для $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$. Следовательно, система по отношению к $u_{вх}$ действует как нелинейная.

Из уравнения (22-68) при $t \to \infty$ легко получить выражение для статической характеристики системы АРУ при идеализированной (линейной) регулировочной характеристике:

$$U_{вых} = \frac{K_0 U_{вх}}{1+\alpha K_а U_{вх}}.$$

При рассмотрении реакции системы АРУ на ступенчатое воздействие не учитывалась возможность перегрузки последних каскадов УПЧ. На время перегрузки регулирующее действие системы АРУ прекращается, а длительность процесса установления возрастает.

Установленное свойство увеличения быстродействия с ростом интенсивности входного сигнала наглядно проявляется при рассмотрении воздействия нарастающего сигнала на систему АРУ. Если сигнал на входе увеличивается по закону mt^n (m и n постоянны), то сигнал на выходе вначале увеличивается, а затем вследствие опережающего роста быстродействия системы

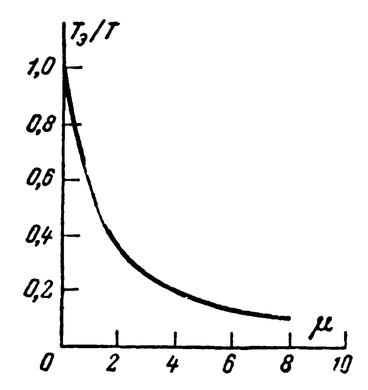


Рис. 22-134. Зависимость относительной эквивалентной постоянной времени системы ($T_э/T$) от относительного уровня входного сигнала $\mu=\alpha K_а U_{вх}$.

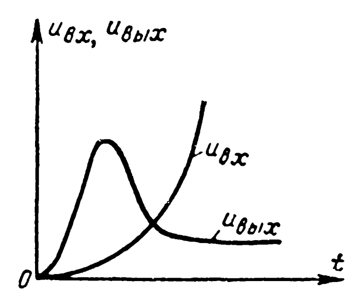


Рис. 22-135. Реакция системы АРУ $u_{вых}(t)$ на нарастающий входной сигнал $u_{вх}(t)$. (Масштабы по оси ординат не соблюдены.)

АРУ стабилизируется на определенном уровне (рис. 22-135) [Л. 12].

Важное значение для работы некоторых систем радиоавтоматики (в частности, системы с коническим сканированием) имеет явление дополнительного фазового набега огибающей синусоидальных колебаний при прохождении усилителя с АРУ. Это явление также обусловлено зависимостью быстродействия от уровня входного сигнала. Необходимые количественные соотношения могут быть найдены из анализа прохождения амплитудно-модулированных колебаний через усилитель с АРУ.

Предположим, по-прежнему, что регулировочная характеристика линейна (см. рис. 22-124, *б*), но фильтр системы АРУ произволен [имеет передаточную функцию $F(p)$]. Будем далее полагать, что на вход усилителя с АРУ поступает сигнал с несущей $U_{вх}$, модулированный по амплитуде с малым коэффициентом модуляции $\dot{m}_{вх}$ (точка показывает, что рассматривается

комплексная величина). Для несущих на входе и выходе

$$U_{вх} = \frac{1}{K} U_{вых}.$$

Дифференцируя это равенство, получаем:

$$\frac{dU_{вх}}{dU_{вых}} = \frac{K - U_{вых}\dfrac{dK}{dU_{вых}}}{K^2} = \frac{1 - U_{вых}\dfrac{dK}{dU_{вых}}}{K}.$$

Учитывая, что

$$\frac{dK}{dU_{вых}} = \frac{dK}{du_р}\,\frac{du_р}{dU_{вых}} = -\alpha\frac{dK}{dU_{вых}},$$

находим: для преобразований Лапласа малых приращений:

$$\Delta U_{вых}(p) = \Delta U_{вх}(p)\frac{K}{1 + \alpha U_{вх}\dfrac{du_р}{dU_{вых}}} = \Delta U_{вх}(p)\frac{K}{1 + \alpha U_{вх} K_a F(p)}.$$

(В последнем выражении $U_{вх}$ полагалась величиной постоянной.)

Разделив левую и правую часть равенства на $U_{вых}$ и учтя, что

$$m_{вх}(p) = \frac{\Delta U_{вх}(p)}{U_{вх}}$$

и

$$m_{вых}(p) = \frac{\Delta U_{вых}(p)}{U_{вых}},$$

получим:

$$m_{вых}(p) = \frac{m_{вх}(p)}{1 + \alpha K_a U_{вх} F(p)}.$$

Последнему выражению отвечает структурная схема на рис. 22-136, где $m_{вх}$ и $m_{вых}$ — коэффициенты модуляции.

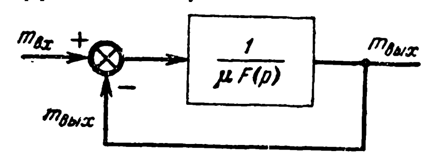


Рис. 22-136. Структурная схема системы АРУ для коэффициентов модуляции.

В этом легко убедиться, составляя выражения для передаточной функции замкнутой системы:

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)},$$

где

$$W(p) = \frac{1}{\mu F(p)}; \quad \mu = \alpha K_a U_{вх}.$$

Таким образом, для коэффициентов модуляции справедлива простая структурная схема линейной системы АРУ. С ее помощью можно определить зависимость модуля

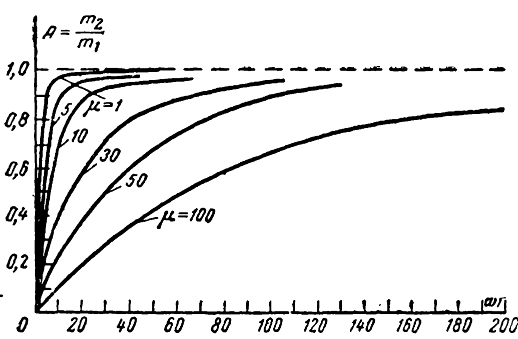


Рис. 22-137. Зависимость отношения модулей коэффициентов модуляции от произведения ωT для системы АРУ с однозвенным фильтром при различных μ.

огибающей на выходе и фазы огибающей от параметров системы для любого типа фильтра. В случае простого однозвенного RC-фильтра.

$$F(p) = \frac{1}{Tp + 1}; \quad T = RC$$

получаем:

$$\Phi(p) = \frac{Tp + 1}{1 + \mu + Tp} = K_э\frac{Tp + 1}{T_э p + 1},$$

где

$$K_э = \frac{1}{1 + \mu}; \quad T_э = \frac{T}{1 + \mu}.$$

Отсюда следует, что для коэффициентов модуляции замкнутая следящая система эквивалентна форсирующему динамическому звену (см. стр. 30) с параметрами R, C и R/μ. Это определяет свойства такой системы, в частности зависимость отношения модулей и разности фаз коэффициентов модуляции от частоты ω (или относительной частоты ωT):

$$A = \left|\frac{\dot m_{вых}}{\dot m_{вх}}\right| = \sqrt{\frac{1 + (\omega T)^2}{(1 + \mu)^2 + (\omega T)^2}};$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\mu\omega T}{1 + \mu + (\omega T)^2}.$$

Соответствующие графики этих зависимостей (рис. 22-137 и 22-138) показывают следующее.

Чем больше значение μ (т. е. чем выше уровень несущей), тем интенсивнее подавление модуляции. Причина этого состоит в том, что с увеличением μ возрастает быстродействие системы АРУ и, следовательно, увеличивается степень регулирующего действия. Для того чтобы фазовые сдвиги огибающей, обусловленные действием системы АРУ, были малыми, необходимо выбирать достаточно большие значения постоянной времени, величина которых тем выше, чем больше амплитуда несущей (величина μ). В случае фиксированной частоты огибающей можно для исключения влияния АРУ на огибающую ввести в цепь АРУ режекторный фильтр, запрещающий доступ регулирующего напряжения на частоте огибающей и, следовательно, предотвращающей уменьшение коэффициента модуляции и появление дополнительных фазовых сдвигов. Более детально вопросы работы системы АРУ рассмотрены в [Л. 20, 12].

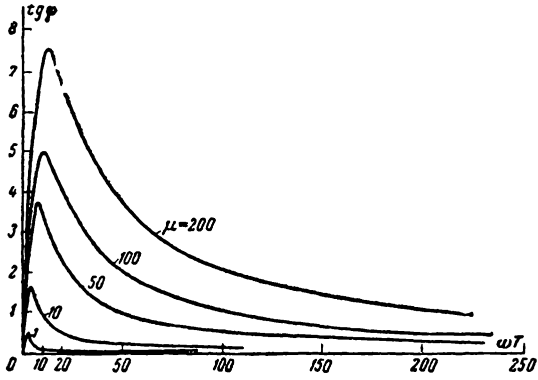


Рис. 22-138. Зависимость тангенса дополнительного фазового сдвига в системе с АРУ с однозвенным фильтром от ωT при различных значениях μ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Капланов М. Р., Левин В. А., Автоматическая подстройка частоты, Госэнергоиздат, 1962.

2. Капранов М. В., Полоса захвата при фазовой автоподстройке частоты, «Радиотехника», № 12, 1956.

3. Тузов Г. И., Выделение и обработка информации в допплеровских системах, «Советское радио», 1967.

4. Левин Б. Р., Теоретические основы статистической радиотехники, книга первая, «Советское радио», 1956.

5. Тихонов В. И., Статистическая радиотехника, «Советское радио», 1966.

6. Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А., Фазовая автоподстройка частоты, «Связь», 1966.

7. Кантор Л. Я., Методы повышения помехозащищенности ЧМ сигналов, «Связь», 1967.

8. Сколник М., Введение в технику радиолокационных систем, «Мир», 1965.

9. Самсоненко С. В., Цифровые методы оптимальной обработки, радиолокационных сигналов, Воениздат, 1968.

10. Бартон Д., Радиолокационные системы, Воениздат, 1967.

11. Бортовые радиолокационные системы, Воениздат, 1964.

12. Кривицкий Б. Х., Автоматические системы радиотехнических устройств, Госэнергоиздат, 1962.

13. Перов В. П., Расчет радиолокационных следящих систем с учетом случайных воздействий, Судпромгиз, 1961.

14. Джеймс Х., Никольс Н., Филлипс Р., Теория следящих систем, Изд-во иностранной литературы, 1953.

15. Дулевич В. Е. и др., Теоретические основы радиолокации, «Советское радио», 1964.

16. Бендат Дж., Основы теории случайных шумов и ее применение, «Наука», 1965.

17. Бобнев М. П., Кривицкий Б. Х., Ярлыков М. С., Комплексные системы радиоавтоматики, «Советское радио», 1968.

18. Цивлин И. П., Электронный дальномер с двумя интеграторами, «Советское радио», 1964.

19. Крылов Г. М., Смирнов Г. А., Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления, «Энергия», 1967.

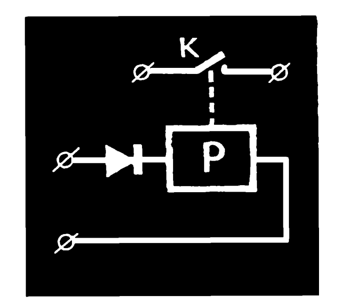
20. Тартаковский Г. П., Динамика систем автоматической регулировки усиления, Госэнергоиздат, 1957.

21. Бакут П. А. и др., Вопросы статистической теории радиолокации под редакцией Г. П. Тартаковского, т. I, II, «Советское радио», 1964.

22. Бычков С. И., Буренин Н. И., Сафоров Р. Т., Стабилизация частоты генераторов СВЧ, «Советское радио», 1962.

23. Щуцкой К. А., Транзисторные усилители высокой частоты, «Энергия», 1967.

24. Красовский А. А., Поспелов Г. С., Основы автоматики и технической кибернетики, Госэнергоиздат, 1962.



РАЗДЕЛ 23

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ

СОДЕРЖАНИЕ

23-1. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ РЕЛЕ

Общие сведения

Одним из наиболее распространенных элементов электроавтоматики являются электромеханические реле, представляющие собой устройства, которые осуществляют быстрое изменение параметров электрической цепи (включенной на выходе реле, рис. 23-1, *а*) при подаче на вход реле электрического сигнала определенного значения. Изменение параметров управляемой цепи производится путем замыкания или размыкания контактов реле. На рис. 23-1, *б* приведена статическая характеристика реле. При непрерывном изменении тока в управляющей цепи в пределах от $I=0$ до $I=I_{ср}$ контакты реле не срабатывают. При достижении управляющим сигналом значения $I=I_{ср}$ происходит замыкание контактов реле и параметр y управляемой цепи изменяется скачкообразно от $y=y_{мин}$ до $y=y_{макс}$. Дальнейшее увеличение управляющего сигнала от $I=I_{ср}$ до $I=I_{макс}$ не вызывает изменений параметра y. Уменьшение сигнала I от $I_{макс}$ до $I_{ср}$, а во многих случаях и до $I_{отп}<I_{ср}$ не вызывает отпускания реле (размыкания контактов). Когда управляющий сигнал достигнет значения $I=I_{отп}$, контакты реле разомкнутся и параметр y управляемой цепи примет значение $y=y_{мин}$. Значения сигнала $I_{ср}$ и $I_{отп}$ называются соответственно сигналами срабатывания и отпускания. Отношение $K_в=I_{отп}/I_{ср}$ называется коэффициентом возврата. Для большинства электрических реле $K_в<1$.

Электромеханические реле обычно имеют три составные части: воспринимающую, исполнительную и промежуточную.

Воспринимающая часть (электромагнит или иное электрическое устройство), при помощи которой реле реагирует на изменение величины управляющего сигнала.

Исполнительная часть (обычно контактные группы) осуществляет скачкообразное изменение параметров управляемой электрической цепи.

Промежуточная часть выполняется в виде различного рода рычажных и других механизмов, которые обеспечивают передачу

воздействия от воспринимающей части на исполнительную.

К важнейшим характеристикам и параметрам электрических реле относятся следующие.

Мощность срабатывания $P_{ср}$ (*вт*) — электрическая мощность, которая должна быть подведена от управляющей цепи для надежного срабатывания реле. Эта мощность характеризует чувствительность реле.

Мощность разрывная $P_{раз}$ (*вт*) — максимальная электрическая мощность в управляемой цепи, при которой реле еще работает надежно. Величина разрывной мощности

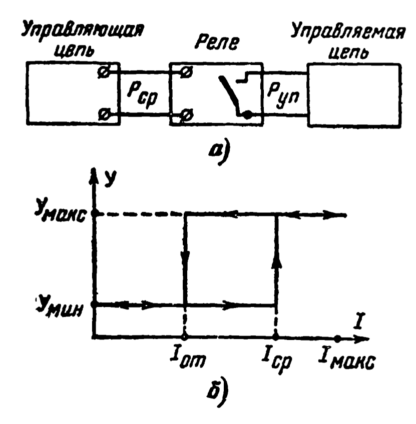


Рис. 23-1. Электрическое реле.

а — функциональная схема включения реле; *б* — статическая характеристика.

для конкретного типа реле определяется параметрами контактов реле, осуществляющих переключения в управляемой цепи.

Коэффициент управления $K_у$ — отношение разрывной мощности и мощности срабатывания реле $K_у = P_{раз}/P_{ср}$.

Время срабатывания ($t_{ср}$) — промежуток времени с начала воздействия управляющего сигнала до момента замыкания контактов реле.

Время отпускания ($t_{отп}$) — интервал времени между моментами снятия управляющего воздействия и отпусканием контактов реле.

Электромеханические реле подразделяются на электромагнитные реле постоянного и переменного тока, поляризованные электромагнитные реле, магнитоэлектрические и резонансные реле.

Большое разнообразие существующих электромагнитных реле представляют собой модификации поворотного (рис. 23-2, *а*) и втяжного (рис. 23-2, *б*) типов реле.

Результирующее усилие сопротивления движению F_m является функцией перемещения якоря x: $F_m = f(x)$. Так как перемещение якоря связано с изменением зазора между якорем и сердечником электромагнита $\delta = \delta_н - x$, то усилие F_m является функцией величины воздушного зазора $F_m = (\delta_н, \delta)$.

Эта зависимость называется *механической (нагрузочной) характеристикой реле.*

Тяговое усилие электромагнита $F_э$ также зависит от величины воздушного зазора δ, кроме того, от ампер-витков IW обмотки реле.

Зависимость $F_э = \varphi(\delta, IW)$ называют *тяговой* (электромеханической) *характеристикой реле.*

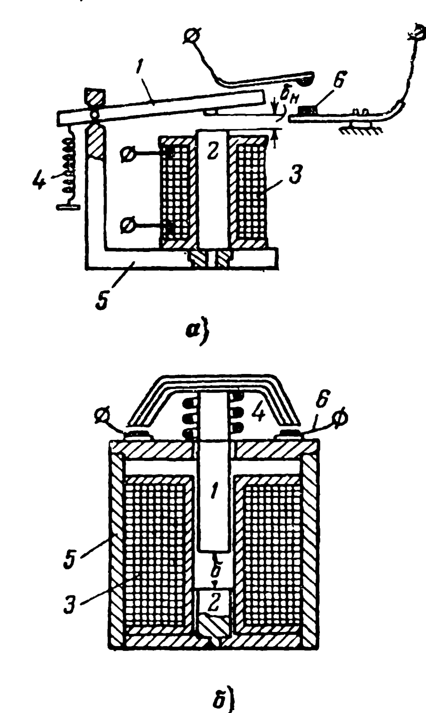


Рис. 23-2. Электронные реле.

а — с поворотным якорем; *б* — с втяжным якорем *1* — якорь; *2* — сердечник; *3* — катушка; *4* — пружина; *5* — корпус; *6* — контакты.

Работа многих устройств электроавтоматики основана на поддержании строгих временных соотношений между процессами, происходящими в отдельных элементах, например в электромеханических реле этих устройств. В этих случаях временные характеристики реле должны удовлетворять вполне определенным требованиям.

При включении реле (рис. 23-3, *а*) по обмотке электромагнита потечет ток

$$I = I_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{ср}}}\right), \tag{23-1}$$

где $I_0 = U/R_0$ — установившийся ток;
$R_0 = R + R_д$ — общее сопротивление цепи;
$\tau_{ср} = L/R_0$ — постоянная времени цепи;
R — омическое сопротивление обмотки реле;
$R_д$ — добавочное сопротивление;
L — индуктивность обмотки реле.

Если ключ K_1 разомкнуть, то ток в обмотке реле исчезнет и якорь отпустится практически мгновенно. В том случае, когда выключение реле производится путем шунтирования его обмотки (замыкание ключа K_2), ток в обмотке уменьшается по закону

$$I = I_0 e^{-\frac{t}{\tau_{отп}}}, \qquad (23\text{-}2)$$

где $\tau_{отп}$ — постоянная времени обмотки реле.

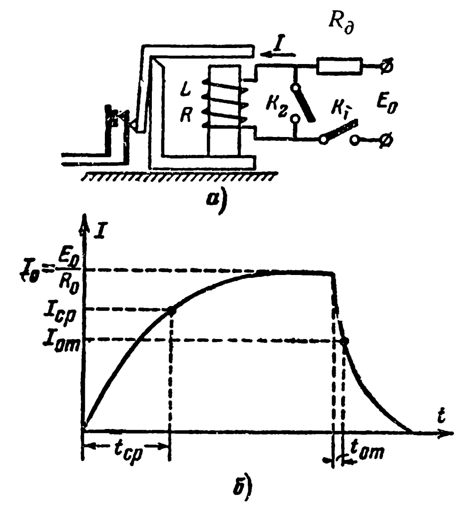


Рис. 23-3. Включение электромагнитного реле в электрическую цепь.

а — схема включения; *б* — изменение тока в обмотке при включении и выключении реле (переходные процессы).

На рис. 23-3, *б* представлены кривые изменения тока в обмотке при включении и выключении реле шунтированием.

Продолжительность времени срабатывания $t_{ср}$ и времени отпускания $t_{отп}$ определяется из следующих выражений:

$$t_{ср} = \tau_{ср} \ln \frac{I_0}{I_0 - I_{ср}};$$

$$t_{отп} = \tau_{отп} \ln \frac{I_0}{I_{отп}}. \qquad (23\text{-}3)$$

Чтобы получить различные временны́е зависимости между процессами в отдельных частях устройств, в которых работают реле, в последних приходится выбирать определенную длительность интервалов срабатывания и отпускания. При этом используются конструктивные методы и схемные решения. Конструктивные методы изменения временны́х параметров связаны с изменением конструкции реле. Например, для увеличения времени срабатывания, реле делают с бо́льшим ходом якоря, увеличивают противодействующее усилие в начале хода якоря ($K_з = I_0/I_{ср}$) и уменьшают коэффициент запаса по срабатыванию.

Увеличение времени отпускания достигается увеличением хода якоря, уменьшением противодействующего усилия к концу хода якоря, а также увеличением коэффициента запаса. Увеличение времен срабатывания и отпускания может быть получено установкой на сердечник медной втулки или кольца, представляющих собой в этом случае короткозамкнутый виток. При изменении величины тока в катушке реле в этом витке наводится ток, вызывающий магнитный поток, противодействующий изменению магнитного потока в зазоре реле. В этом случае процесс притягивания (отпускания) якоря замедляется.

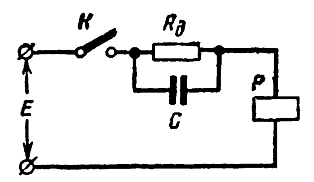


Рис. 23-4. Схема ускорения срабатывания реле.

Другие методы изменения временных характеристик реле предусматривают включение обмотки реле в соответствующую электрическую схему. Временны́е характеристики (величины $t_{ср}$ и $t_{отп}$) можно изменить при заданном значении токов $I_{ср}$ и $I_{отп}$, изменяя параметры обмотки реле, сопротивление внешней цепи (L, R_0) и напряжение источника питания.

На рис. 23-4 приведена схема, значительно ускоряющая срабатывание реле за счет шунтирования добавочного сопротивления $R_д$ конденсатором C. Так как для тока переходного процесса конденсатор представляет очень малое сопротивление, то после замыкания ключа K в обмотке реле происходит быстрое нарастание тока до значительной величины, чем и достигается более быстрое срабатывание реле. При этом перегрева обмотки не происходит, так как переходный режим длится короткое время, а в установившемся режиме ток проходит через добавочное сопротивление $R_д$, которое и ограничивает ток. Чем больше величина емкости конденсатора C и отношение $R_д/R$, тем меньше время срабатывания реле.

Наибольшую величину добавочного сопротивления выбирают в зависимости от величины минимального тока в установившемся режиме

$$I_{0мин} = \frac{E}{R + R_д} > I_{ср}, \qquad (23\text{-}4)$$

а величину емкости конденсатора (*мкф*)

$$C = \frac{L}{RR_д} \cdot 10^6. \qquad (23\text{-}5)$$

Для увеличения времени срабатывания используется схема на рис. 23-5. В этом

случае обмотка реле шунтируется конденсатором C. При этом после замыкания ключа K ток в обмотке будет расти медленнее, так как одновременно начинается заряд конденсатора C. Если емкость конденсатора C такова, что выполняется условие

$$\left(\frac{R}{L_{ср}}+\frac{1}{CR_д}\right)^2 \gg 4\frac{R_д+R}{CR_дR}$$

($L_{ср}$ — индуктивность обмотки реле при максимальном рабочем зазоре), то постоянная срабатывания может быть определена из выражения

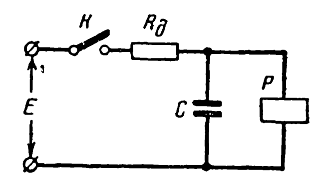


Рис. 23-5. Схема замедления срабатывания реле.

$$\tau_{ср}=C\frac{R_д\,R}{R_д+R}. \qquad (23\text{-}6)$$

Для регулирования времени отпускания обмотку реле шунтируют сопротивлением (рис. 23-6, *а*).

В этом случае постоянная времени отпускания якоря определяется по формуле

$$\tau_{отп}=\frac{L_{отп}}{R+R_ш}. \qquad (23\text{-}7)$$

Для увеличения времени отпускания сопротивление резистора нужно уменьшать. Вместо шунтирующего резистора часто включают диод (рис. 23-6, *б*), который оказывает большое сопротивление току, протекающему от источника, и малое сопротивление току самоиндукции, образующемуся в обмотке при размыкании ключа. Чем меньше сопротивление диода, тем больше постоянная времени отпускания (больше время отпускания якоря).

Исполнительной частью реле являются контакты, которые служат для замыкания и размыкания управляемой электрической цепи. По конструкции различают точечные и плоскостные контакты.

Точечные контакты применяются для управления цепями малой мощности. Надежное замыкание цепи при использовании контактов этого типа происходит при сравнительно малых силах нажатия одного контакта на другой.

Для управления сравнительно мощными и электрическими цепями применяют *плоскостные контакты.*

Важнейшими параметрами контактов являются: максимально допустимая мощность $P_{д.макс}$ при длительном замыкании контактов; максимально допустимая разрывная мощность $P_{р макс}$ и максимально допустимая частота и число переключений.

Ток I_0 в управляемой цепи, проходя по замкнутым контактам, нагревает их. При большом токе контакты могут расплавиться. Поэтому максимальная мощность длительного замыкания определяется допустимым током в управляемой цепи и сопротивлением контактов.

Контакты выполняются из материалов с хорошей механической прочностью, теплопроводностью и электропроводностью. Кроме того, они должны быть стойкими к окислению.

Контактное сопротивление $R_к$ определяется в основном электрическим сопротивлением поверхности соприкосновения двух тел (подвижного и неподвижного контактов). Это сопротивление зависит от давления одного тела на другое и ориентировочно может быть определено из формулы

$$R_к=\frac{a}{F_к^b}, \qquad (23\text{-}8)$$

где a — постоянная величина, значение которой зависит от формы и материала контактов: для точечных серебряных $a=0{,}06$, для точечных медных $a=0{,}14\div0{,}175$, для плоских медных $a=0{,}09—0{,}28$;

b — постоянная величина, определяемая формой контактов (для точечных $b=0{,}5$, для плоских $b=1$);

$F_к$ — сила контактного давления (для высокочувствительных реле $F_к=0{,}5\div2$ *г*; для телефонных реле $F_к=10\div50$ *г*; для более мощных реле автоматики $F_к=50\div100$ *г*).

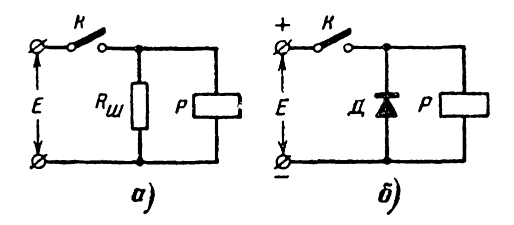


Рис. 23-6. Схема замедления отпускания реле.
а — с шунтированием обмотки реле резистором; *б* — с шунтированием обмотки реле диодом.

Максимальный длительный ток через контакты определяется из следующего выражения:

$$I_{д.макс}=\frac{0{,}5U_к}{R_к}, \qquad (23\text{-}9)$$

где $U_к$ — допустимое длительное падение напряжения на замкнутых контактах, определяемое материалом контактов; оно имеет следующее значение.

Материал контактов	$U_к (в)$
Медь	0,09—0,13
Серебро	0,08—0,1
Золото	0,08—0,14
Платина	0,22—0,4
Вольфрам	0,12—0,25

При размыкании контактов между ними может возникнуть электрическая дуга, разрушающая поверхность контактов и увеличивающая время переходного процесса в управляемой цепи. Длина дуги увеличивается с возрастанием разрываемого тока.

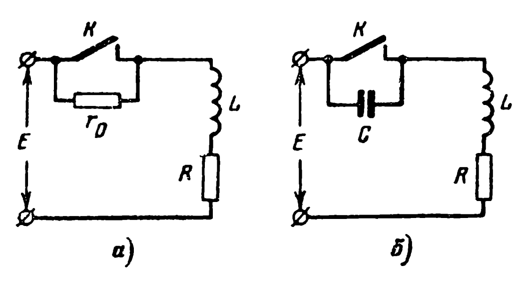


Рис. 23-7. Схемы искрогашения.

а — шунтирование контактов реле резистором; *б* — шунтирование контактов реле конденсатором; *L* и *R* — параметры обмотки реле.

При разрыве цепи переменного тока из-за периодического прохождения током нулевого значения разрываемая мощность переменного тока при прочих равных условиях допускается в 2 раза большей, чем в цепи постоянного тока.

Наличие в разрываемой цепи индуктивности ухудшает условия работы контактов и приводит к усиленному искрообразованию. На рис. 23-7 приведены часто используемые схемы искрогашения. Величина сопротивления резистора r_0 для схемы рис. 23-7, *а* определяется из выражения $r_0 = (5 \div 10)R$. Значение емкости конденсатора *C*, шунтирующего контакты, находится из условия апериодического режима $C \geqslant 4L/R^2$. Однако на практике используются искрогасительные конденсаторы значительно меньшей емкости. В этом случае переходный процесс имеет периодический характер.

Электромагнитные реле постоянного тока

Электромагнитные реле постоянного тока питаются постоянным током и бывают в основном поворотного и втяжного типов.

Принцип действия поворотного реле основан на притяжении стального якоря к сердечнику электромагнита, по обмотке которого протекает управляющий ток. Если тока в обмотке электромагнита нет, то якорь оттягивается от сердечника возвратной пружиной. При притяжении и отпускании якоря реле происходит замыкание и размыкание контактов.

Во втяжных реле подвижной частью служит сердечник (якорь), втягиваемый внутрь катушки электромагнита и управляющий замыканием и размыканием контактов реле. При притяжении якорь реле преодолевает механическое усилие возвратных пружин, сил веса, реакции контактных пружин и сил трения. Наиболее существенной особенностью электромагнитных реле постоянного тока является то, что направление тока в обмотке не влияет на характер работы реле.

Электромагнитные реле переменного тока

Электромагнитные реле, обмотки которых питаются переменным током, называются реле переменного тока. Реле переменного и постоянного тока по принципу действия не отличаются друг от друга.

В реле переменного тока сила притяжения имеет одно и то же направление независимо от направления намагничивающего тока. Однако в моменты прохождения тока через нуль магнитный поток равен нулю и противодействующие механические силы могут оттянуть якорь реле. Из-за этого возникает вибрация контактов реле. Для устранения этого недостатка в реле применяют две обмотки (рис. 23-8, *а*) или дополнительную короткозамкнутую обмотку (рис. 23-8, *б*).

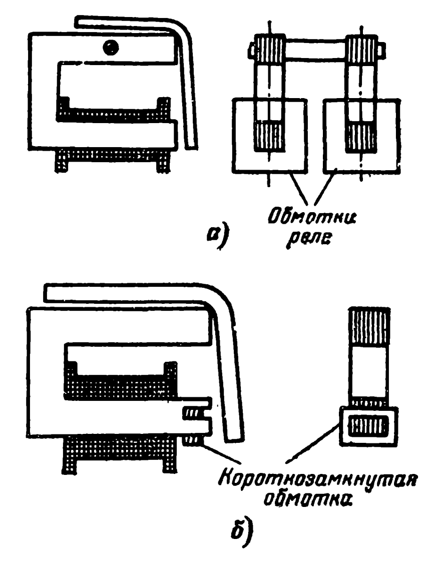


Рис. 23-8. Реле переменного тока.

а — двухфазное; *б* — с раздвоенным полюсом.

Двухобмоточные (двухфазные) реле обычно имеют два раздельных магнитопровода. Обмотки, располагаемые на каждом из магнитопроводов, подключаются к цепи питания: одна непосредственно, а другая — через конденсатор. Поэтому ток во второй катушке, а следовательно, и создаваемый ею магнитный поток сдвинуты по отноше-

нию к току и магнитному потоку первой катушки.

В короткозамкнутом витке наводимый ток создает магнитный поток, сдвинутый по фазе, относительно основного потока. В результате на якорь будут действовать два притягивающих усилия, сдвинутых по фазе, и вибрация контактов будет значительно меньше. Часто для работы на переменном токе используют реле постоянного тока, снабдив их отдельными полупроводниковыми выпрямителями.

Поляризованное реле

Поляризованное реле в отличие от обычного электромагнитного реле имеет постоянный магнит, создающий так называемый поляризованный магнитный поток.

Поляризованное реле реагирует на полярность подводимого к его обмотке напряжения.

Существенной особенностью поляризованных реле является их высокая чувствительность (2—8 *ав*) и меньшее время срабатывания ($1-5\cdot10^{-3}$ *сек*) по сравнению с обычными нейтральными реле.

По режиму работы поляризованных реле различают двухпозиционные (якорь реле может занимать одно из двух фиксированных положений) и трехпозиционные (якорь реле может занимать три фиксированных положения).

На рис. 23-9 приведена схема одной из распространенных конструкций поляризованного двухпозиционного реле с двумя параллельными магнитными цепями. Основными элементами конструкции являются: постоянный магнит *1*, создающий поляризующий магнитный поток Φ_0, ярмо магнитной цепи *2* из магнитомягкого материала, якорь *3*, также из магнитомягкого материала, могущий поворачиваться около точки *O* (возвратной пружины якорь не имеет), обмотки *4* и контактов *5*, *6* и *7*.

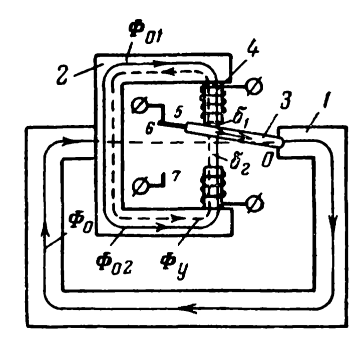


Рис. 23-9. Схема конструкции поляризованного реле с параллельной схемой магнитной цепи.

Магнитный поляризованный поток Φ_0 на схеме рис. 23-9 показан сплошной линией, а поток управления Φ_y — пунктирной линией. Поляризованный поток, проходя через ярмо, разветвляется на два потока Φ_{01} и Φ_{02}. При отсутствии управляющего потока $\Phi_{01}>\Phi_{02}$, так как $\delta_1<\delta_2$. Поэтому якорь будет удерживаться в положении, показанном на схеме.

Если по обмотке управления течет ток так, что создаваемый им магнитный поток управления протекает, как показано на рисунке, то результирующий магнитный поток

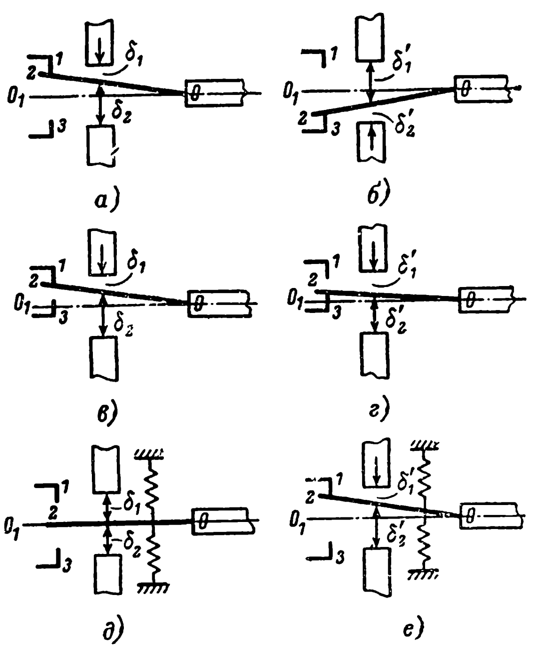


Рис. 23-10. Установка контактов в поляризованных реле.

а, *б* — с двумя положениями покоя; *в*, *г* — с одним положением покоя; *д*, *е* — трехпозиционное реле.

в верхнем зазоре δ_1 уменьшится, а в нижнем δ_2 — увеличится. При некотором значении тока управления будет выполняться неравенство $\Phi_{02}+\Phi_y>\Phi_{01}-\Phi_y$. Возникшее при этом тяговое усилие переместит якорь в нижнее положение. Разомкнутся контакты *5*, *6* и замкнутся контакты *6*, *7*. Положение якоря реле зависит от расположения контактов *5* и *7*.

При симметричной установке контактов *1* и *3* (рис. 23-10, *а*), когда выполняется условие $\delta'_1=\delta_2$ и $\delta'_2=\delta_1$, якорь реле после выключения управляющего тока остается в принятом им новом положении (рис. 23-10, *б*). Чтобы привести якорь в исходное положение (рис. 23-10, *а*), необходимо по обмотке реле пропустить ток обратного направления. В реле с одним положением покоя контакты *1*, *3* должны быть установлены несимметрично (рис. 23-10, *в*, *г*). При этом $\delta'_1<\delta'_2$. Если после срабатывания реле (рис. 23-10, *в*) с таким расположением контактов выключить управляющий ток, то результирующее тяговое усилие вернет

якорь в исходное (нижнее рис. 23-10, *г*) положение. В трехпозиционном реле якорь при отсутствии тока управления занимает среднее положение, совпадающее с осью OO_1 (рис. 23-10, *д*). Удерживаться в этом положении якорь может либо с помощью двух пружин, либо за счет упругого подвеса самого якоря. В трехпозиционном реле с изменением направления тока в обмотке меняется сторона отклонения якоря. Следовательно, при одном направлении тока замыкаются, например, контакты *1* и *2* (рис. 23-10, *е*), а при противоположном направлении тока — контакты *2* и *3*.

Промышленностью выпускается большой ассортимент поляризованных реле, например двухпозиционные с двумя положениями покоя типа РП-4, двухпозиционные с одним положением покоя РП-7, трехпозиционные РП-5 и др.

Магнитоэлектрические реле

Действие магнитоэлектрических реле основано на взаимодействии магнитного поля тока обмотки с магнитным полем, в котором помещен проводник.

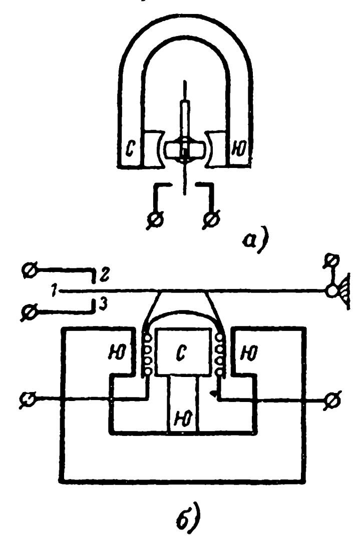


Рис. 23-11. Магнитоэлектрическое реле.
а — поворотное; *б* — втяжное.

По своей конструкции реле этого типа делятся на поворотные (рис. 23-11, *а*) и втяжные (рис. 23-11, *б*).

В поворотном реле обмотка управляющего тока наматывается на рамку и пропитывается лаком. К рамке крепятся керны, которые упираются в опорные подпятники. С рамкой скрепляется контактный рычаг, на котором установлен подвижный контакт. Ток к рамке подводится посредством спиральных пружин, одновременно центрирующих рамку в среднем положении.

Во втяжном реле в зазоре между полюсными наконечниками постоянного магнита располагается катушка, по которой пропускается управляющий ток. Катушка прикрепляется к упругой пластинке с расположенным на ней подвижным контактом *1*.

Катушка будет втягиваться или выталкиваться из зазора в зависимости от направления проходящего по ней управляющего тока.

Магнитоэлектрические реле являются наиболее чувствительными из электромеханических реле. Они широко используются в качестве промежуточных релейных усилителей между чувствительным элементом и управляемой цепью.

Резонансные реле

В резонансных реле используется явление электромеханического или электрического резонанса.

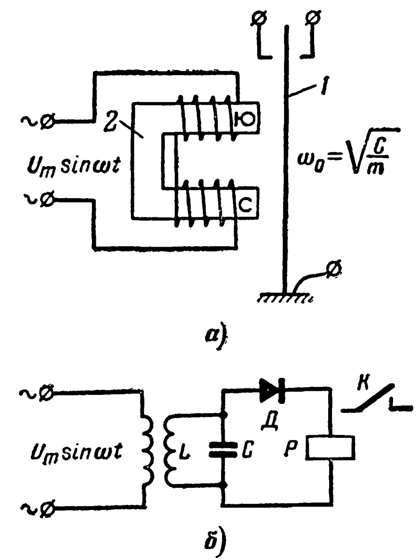


Рис. 23-12. Резонансное реле.
а — с механическим резонансом (камертонное); *б* — с электрическим резонансом.

Основными элементами механического резонансного реле на рис. 23-12, *а* являются упругий якорь *1* с укрепленным на нем подвижным контактом и постоянный магнит *2*, на котором расположена обмотка. Такое реле часто называют камертонным.

Если через обмотку камертонного реле пропустить переменный ток, частота которого совпадает с собственной частотой упругого якоря, то последний будет колебаться с наибольшей амплитудой, замыкая при этом контакты управляемой цепи. Резонансная частота этих колебаний определяется следующим соотношением:

$$F=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C}{m}}, \qquad (23\text{-}10)$$

где C — упругость якоря, m — масса якоря.

Резонансное реле механического типа может иметь два, три и более подвижных якоря. Работа такого реле основана на том, что каждый якорь колеблется с достаточной амплитудой только в том случае, когда частота подводимых к обмотке реле электрических сигналов совпадает с собственной частотой механических колебаний якоря.

Электрическое резонансное реле (рис. 23-12, *б*) состоит из резонансного колебательного контура *LC*, нагрузкой которого служит электромеханическое реле (обычно поляризованное), подключаемое к контуру через диод. Нагрузочное реле срабатывает, когда к контуру будет подведен сигнал резонансной частоты $F_р$, определяемой известным выражением

$$F_р = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Резонансные реле механического и электрического типов используются для разделения (выделения) сигналов различных частот из общего сигнала, имеющего сложный спектр. Так, например, резонансные реле являются основными элементами дешифраторов многоканальных радиолиний с частотным разделением сигналов по каналам на приемной стороне. Они также широко используются в дешифраторах командных радиолиний управления летающими и другими радиоуправляемыми моделями.

23-2. УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ С ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ РЕЛЕ

Сочетание электромеханических реле с электронными усилителями позволяет значительно уменьшить мощность управления и практически свести ее к нулю. Поэтому такие устройства находят широкое применение в системах автоматического регулирования и вычислительной техники.

Электронно-контактные реле

Электронно-контактным реле называется устройство, состоящее из электронного усилителя и электромагнитного реле. Обычно в подобных устройствах применяются усилители управляющих сигналов с электронной лампой. В качестве нагрузки в анодную (катодную) цепь лампы (рис. 23-13) включается обмотка электромагнитного реле. Вместо электронной лампы в усилителе может использоваться транзистор. Электронно-контактное реле имеет малую мощность срабатывания (высокую чувствительность), высокий коэффициент управления и большое входное сопротивление.

Большое входное сопротивление электронно-контактных реле облегчает их согласование при подключении к высокоомным цепям радиоэлектронного устройства, фотоэлементам и др.

Временные характеристики электронно-контактного реле определяются в основном временными характеристиками используемого электромагнитного реле. Однако большое входное сопротивление электронного реле позволяет использовать простейшие схемы для замедления срабатывания и отпускания реле, растягивания во времени

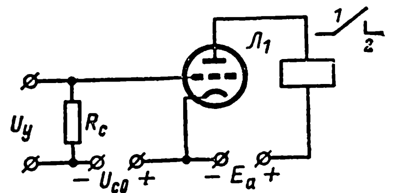


Рис. 23-13. Электронно-контактные реле постоянного тока ($E_а$ — переменное напряжение).

кратковременных импульсов и других операций по изменению временных соотношений в импульсных электрических сигналах, поступающих на вход реле.

Различают два режима работы электронно-контактного реле: срабатывание и отпускание. Режим срабатывания характерен тем, что в исходном состоянии якорь электромагнитного реле отпущен и контакты *1*, *2* разомкнуты. В этом режиме напряжение смещения $U_{с0}$ (рис. 23-13) выбирается так, чтобы анодный ток лампы i_a был меньше тока отпускания реле $I_{отп}$ (и близок к нулю). При подаче на сетку лампы управляющего сигнала $U_у$ положительной полярности анодный ток возрастает. При некотором значении анодный ток станет равен току срабатывания $i_a = I_{ср}$, реле сработает, контакты *1*, *2* замкнутся. Для надежной работы реле величина управляющего сигнала $U_у$ выбирается такой, чтобы анодный ток был равен рабочему (установившемуся) току $I_р$ электромагнитного реле $i_a = I_р > I_{сраб}$. В этом случае величина управляющего напряжения должна составлять для триода

$$U_у = \left(1 - \frac{1}{K}\right)\frac{R_i + R}{R_i S_{сраб}}\sqrt{\frac{P_р}{R}}; \quad (23\text{-}11)$$

для пентода

$$U_у = \left(1 - \frac{1}{K}\right)\frac{I_р}{S_{ср}}, \quad (23\text{-}12)$$

где $K = I_р/I_п$ — коэффициент, характеризующий отношение величины рабочего тока $I_р$ к току покоя $I_п$ реле; R_i — внутреннее сопротивление триода; R — активное сопротивление обмотки реле; $S_{ср}$ — усредненная крутизна рабочего участка сеточной характеристики лампы; $P_р$ — мощность, потребляемая обмоткой реле при протекании по ней рабочего тока.

Второй режим работы электронно-контактного реле — режим отпускания характерен тем, что в исходном состоянии якорь электромагнитного реле (рис. 23-13) притянут и контакты *1*, *2* замкнуты.

В этом случае напряжение смещения выбирается так, чтобы анодный ток лампы равнялся рабочему току реле. Для отпускания реле на сетку лампы подается управляющее напряжение отрицательной полярности. Величина его должна быть такой, чтобы запереть лампу. При отключении управляющего напряжения анодный ток увеличивается до величины рабочего тока и реле срабатывает. В случае, если запасы по надежности работы электронного реле в режимах срабатывания и отпускания выбраны одинаковыми, управляющие напряжения при этих режимах отличаются только знаками и равны по величине. Следовательно, для режима отпускания величина управляющего напряжения может быть определена из выражения, приведенного выше для режима срабатывания.

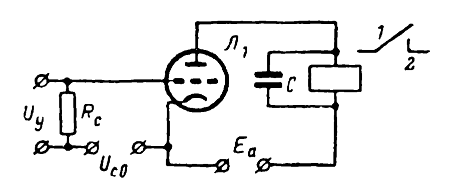


Рис. 23-14. Электронно-контактное реле переменного тока.

В устройствах автоматики электронно-контактные реле в режимах срабатывания и отпускания часто используются как реле времени, создающие задержку между моментом поступления управляющего сигнала и моментом замыкания контактов реле.

Питание анодной цепи усилительной лампы электронного реле может осуществляться и переменным напряжением (рис. 23-14). Анодный ток через лампу будет протекать только во время положительного полупериода питающего напряжения. Для устранения влияния переменной составляющей анодного тока на работу реле (дребезжание якоря и вибрация контактов) его обмотка шунтируется конденсатором C. При этом увеличивается среднее значение тока через обмотку реле и уменьшаются на ее зажимах пульсации напряжения.

Величина необходимой емкости конденсатора находится из условия, что сопротивление этого конденсатора токам основной частоты должно быть в 3—5 раз меньше сопротивления обмотки реле, и определяется из соотношения

$$C = \frac{3 \div 5}{2\pi f R}, \qquad (23\text{-}13)$$

где f — частота напряжения, питающего анодную цепь лампы реле;

R — активное сопротивление обмотки реле.

При частоте питающего напряжения 50 *гц* ($\omega = 314$) емкость блокирующего конденсатора рассчитывается по формуле

$$C = \frac{1}{(60 \div 100) R}.$$

Весьма часто используются электронно-контактные реле, собранные по мостовой схеме (рис. 23-15). Обмотка электромагнитного реле в этом случае включается в мостовую схему. Плечами моста являются

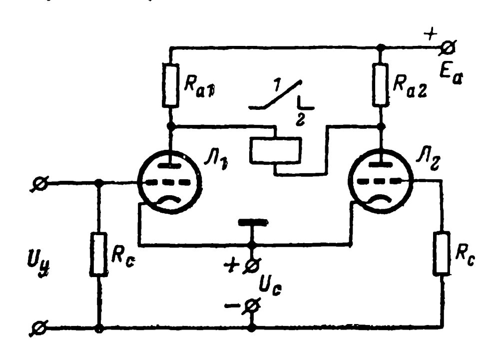


Рис. 23-15. Мостовые схемы электронно-контактных реле.

анодные сопротивления ламп R_{a1}, R_{a2} и внутренние сопротивления R_{i1}, R_{i2} самих ламп.

В мостовой схеме может использоваться трехпозиционное электронное реле. В этом случае электронное реле при соответствующей его регулировке может реагировать на полярность управляющего сигнала $U_у$.

Реле времени

Реле времени обычно предназначается для автоматического отсчета интервалов времени. Начало отсчета может задаваться вручную или автоматически с поступлением электрического сигнала с задающего устройства. Окончание заданной выдержки времени может фиксироваться различным образом: подачей звукового или светового сигнала, выключением (включением) нагрузки и т. д.

В качестве исполнительного органа в реле времени часто используется электромеханическое реле.

На рис. 22-16, *а* представлена одна из типовых схем реле времени с электронной лампой. Лампа $Л_1$ и электромеханическое реле $Р$ образуют описанное выше электронно-контактное реле. В сеточной цепи лампы этого реле включена цепочка R_1C_1, элементы которой выбираются в соответствии с требуемой задержкой времени.

Электронно-контактное реле в этой схеме может работать в режимах замыкания или размыкания в зависимости от того, нужно замыкать или размыкать управляемую цепь на время задаваемой выдержки времени. Особенно часто применяется режим замыкания как более экономичный и выполняемый по простой схеме. В режиме

замыкания лампа реле заперта положительным напряжением, подаваемым на катод с резистора R_3, а якорь электромеханического реле при этом отпущен и его контакты *1*, *2* разомкнуты. Начало работы реле задается нажатием и отпусканием кнопки *КН*. С нажатием кнопки происходит быстрый заряд конденсатора C_1 до напряжения источника анодного питания. После отпус-

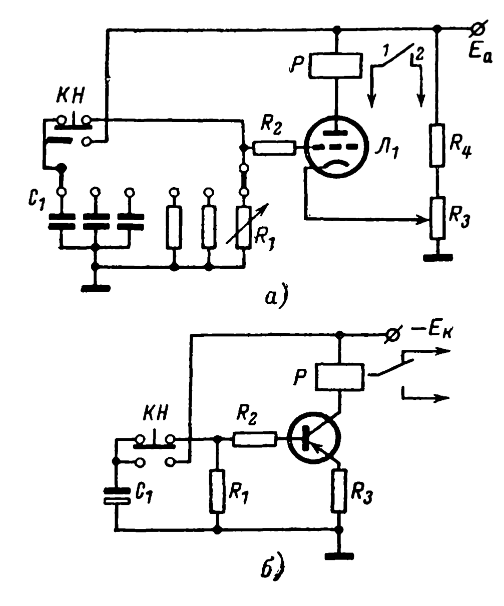


Рис. 23-16. Реле времени.

кания кнопки заряженный конденсатор подключается к управляющей сетке лампы, она открывается и электромагнитное реле срабатывает.

Выдержка времени начинается с момента отпускания кнопки благодаря разряду конденсатора C_1 через резистор R_1 и продолжается до тех пор, пока анодный ток лампы не станет равным току отпускания реле. Длительность выдержки времени Δt определяется также величиной положительного запирающего напряжения, подаваемого на катод. С увеличением этого напряжения продолжительность выдержки увеличивается. С увеличением постоянной времени $\tau = R_1C_1$ величина выдержки также растет. Резистор R_2 служит для того, чтобы уменьшить влияние сопротивления участка сетка — катод лампы на величину постоянной времени R_1C_1-цепочки. Описанная схема обеспечивает выдержку времени от 0,1 *сек* до 30 *мин* и более.

На рис. 23-16, *б* приведена схема реле времени, выполненная на транзисторе. Работа этого реле аналогична работе реле на электронной лампе. При нажатии кнопки *КН* конденсатор C_1 быстро заряжается до напряжения источника питания. С отпускания кнопки происходит разряд конденсатора через сопротивление R_1 и сопротивление участка база — эмиттер транзистора T_1.

Ток разряда, протекающий через участок база — эмиттер, вызывает увеличение тока коллектора настолько, что реле срабатывает. С течением времени разрядный ток уменьшается и в определенный момент станет таким, что коллекторный ток будет недостаточным для удержания якоря реле в притянутом состоянии и реле отпустит. Реле времени на транзисторе экономично, требует всего одного низковольтного источника напряжения и может быть выполнено малогабаритным. Это реле обеспечивает несколько меньший диапазон выдержек, чем реле с электронной лампой.

Для увеличения выдержки используются схемы с последовательным включением простейших электронных реле времени.

Вибрационные преобразователи

При усилении малых сигналов постоянного тока или медленно изменяющихся во времени сигналов для повышения стабильности усиления часто прибегают к предварительному преобразованию постоянного тока в переменный. После усиления сигнал переменного тока обратно преобразуется в постоянный. В качестве преобразователей сигналов на входе и выходе усилителя при этом часто применяются вибропреобразователи.

Основным преимуществом вибропреобразователей является отсутствие дрейфа нуля, высокая стабильность и возможность преобразования очень малых сигналов постоянного тока.

Вибропреобразователь представляет собой разновидность поляризованного реле специальной конструкции. На рис. 23-17, *а*, *б* приведены схема конструкции и электрическая схема вибропреобразователя ВП-34.

Обмотка возбуждения *1*, питаемая переменным напряжением частоты 50 *гц*, создает электромагнитное поле и вызывает колебания стального якоря *2*, укрепленного на плоской пружине *3*. Колебания якоря вызываются периодической асимметрией результирующего магнитного поля постоянного магнита *4* при смене полярности переменного по направлению магнитного потока, создаваемого обмоткой возбуждения. Частота колебаний якоря равна частоте тока, питающего катушку возбуждения.

При колебаниях якоря контакт *К*, укрепленный на пружине, замыкается то с левым ($К_л$), то с правым ($К_п$) неподвижными контактами, коммутируя подведенное к подвижному контакту постоянное напряжение.

Регулировкой контактов добиваются того, чтобы время перемещения контактов $t_п$ (рис. 27-17, *в*) не превышало 0,05 *T*, где *T* — период колебаний, а время замыкания было бы не менее 0,45 *T*.

При такой регулировке амплитуда первой гармоники в выходном напряжении преобразователя будет наибольшей и составит $U_{вых} = 1{,}26\,U_0$, где U_0 — величина преобразуемого постоянного напряжения.

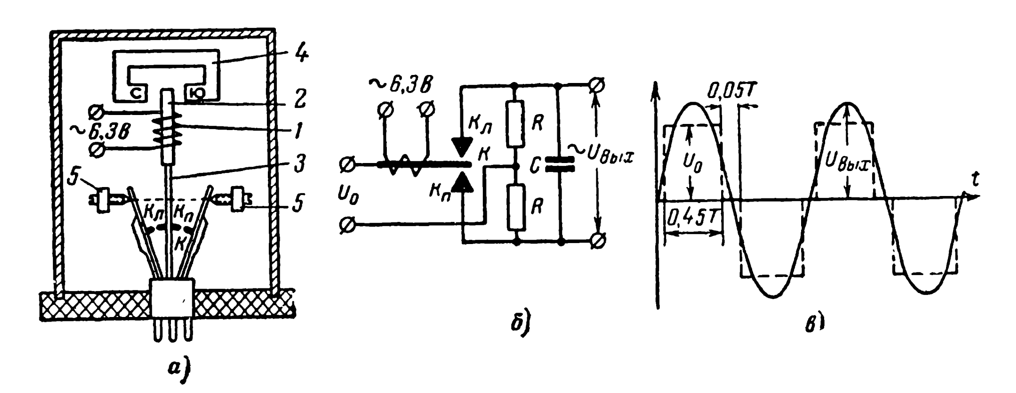


Рис. 23-17. Вибропреобразователь.

а — схема конструкции; *б* — электрическая схема; *в* — эпюры напряжений.

Для уменьшения содержания высших гармоник в выходном напряжении на выходе вибропреобразователя включают конденсатор *C*.

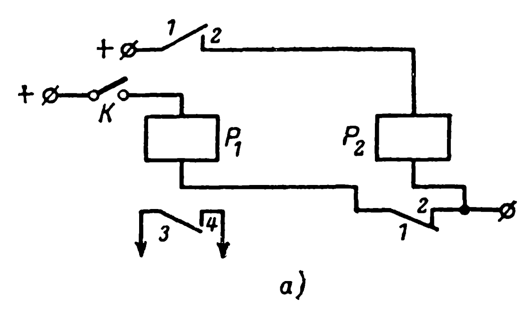
Релейные генераторы

Генераторы, работа которых основана на использовании электромеханических реле, называют релейными генераторами. Они применяются для генерирования релаксационных колебаний прямоугольной и пилообразной формы.

Рис. 23-18. Однорелейный генератор.

а — схема; *б* — временны́е диаграммы.

В схеме релейного генератора может быть одно, два или несколько реле. На рис. 23-18, *а* приведена схема однорелейного генератора. Если к обмотке реле через его замкнутые контакты *1*, *2* подвести питание, то реле сработает. При этом произойдет размыкание контактов *1*, *2* и замыкание выходных контактов *3*, *4*. При размыкании контактов *1*, *2* происходит разрыв цепи питания обмотки, якорь реле отпу-



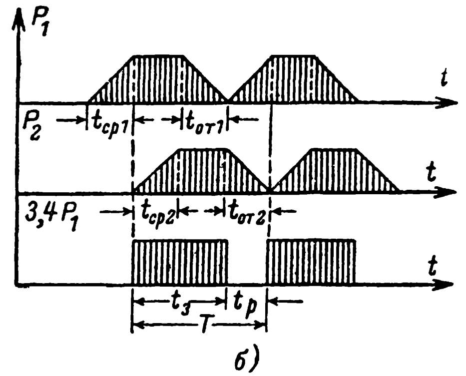


Рис. 23-19. Двухрелейный генератор.

а — схема; *б* — временны́е диаграммы.

скается и, возвращаясь в исходное положение, снова замыкает контакты *1*, *2* и размыкает контакты *3*, *4*. Описанный процесс периодически повторяется. Контакты *3*, *4* реле используются для периодического замыкания управляемой цепи.

На рис. 23-18, *б* приведен график работы однорелейного генератора, из которого

следует, что длительность замыкания контактов *3*, *4* $t_з$ равна времени отпускания $t_{от}$, а длительность размыкания $t_р$ равна длительности времени срабатывания $t_{ср}$. Поэтому период работы реле T равен: $T=t_{от}+t_{ср}=t_з+t_р$. Частота же генерируемых колебаний равна:

$$F_{мин}=\frac{1}{T}=\frac{1}{t_{от}+t_{ср}}.$$

Однорелейные генераторы имеют малую стабильность по частоте.

На рис. 23-19, *а* приведена схема более стабильного двухрелейного генератора. Работает он следующим образом. До включения источника питания реле P_1 и P_2 находятся в состоянии покоя. При этом все контакты реле P_1 разомкнуты, а контакты *1*, *2* реле P_2 замкнуты.

После включения источника питания (ключ *К* замкнут) реле P_1 срабатывает. Его контакты *1*, *2* и *3*, *4* замыкаются. Замыкание контактов *1*, *2* реле P_1 вызывает срабатывание реле P_2. При этом контакты *1*, *2* реле P_2 размыкаются, разрывая цепь питания обмотки реле P_1. Происходит отпускание P_1 и размыкание его контактов *1*, *2* и *3*, *4*. Обесточивается обмотка реле P_2. Последнее отпускает, замыкая свои контакты *1*, *2*. Схема генератора приходит в исходное состояние, начинается новый, периодически повторяющийся цикл работы. Контакты *3*, *4* реле P_1 используются для периодического замыкания и размыкания управляемой цепи. Временные графики работы двухрелейного генератора приведены на рис. 23-18, *б*. Из графиков следует, что длительность замыкания контактов *3*, *4* реле P_1 составляет $t_з=t_{ср2}+t_{от1}$, а длительность их размыкания $t_р=t_{от2}+t_{ср1}$.

Период работы двухрелейного генератора оказывается бо́льшим, чем однорелейного, и составляет:

$$T=t_з+t_р=$$
$$=t_{ср1}+t_{ср2}+t_{от1}+t_{от2}. \quad (23\text{-}14)$$

Для еще бо́льшего увеличения периода работы релейного генератора в его схему может включаться дополнительно одно или несколько реле. При этом схема генератора строится так, что контакты предыдущего включают питание последующему реле. Реле, срабатывающее последними своими контактами, должно разрывать цепи питания первого реле.

Период работы многорелейного генератора равен сумме времен срабатывания и отпускания всех реле, входящих в схему генератора. Описанные релейные генераторы имеют постоянный нерегулируемый период работы, что во многих случаях затрудняет возможность их использования. Поэтому находят применение релейные генераторы со специальными схемами включения реле, которые позволяют плавно изменять частоту следования и скважность генерируемых импульсов. На рис. 23-20 приведена схема одного из таких генераторов, в котором используются двухобмоточное двухпозиционное поляризованное реле, две неоновые лампы ($НЛ_1$ и $НЛ_2$) и две *RC*-цепочки. Работает генератор следующим образом.

В исходном состоянии подвижный контакт *1* поляризованного реле замкнут с одним из неподвижных контактов *2* или *3*. Если будут замкнуты контакты *1*, *2*, то при включении источника питания происходит заряд конденсатора C_1 через сопротивление

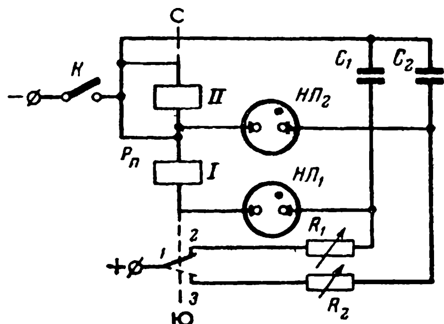


Рис. 23-20. Перестраиваемый релейный генератор.

R_1. Напряжение на неоновой лампе $НЛ_1$ растет по мере заряда конденсатора C_1; когда оно достигнет величины напряжения зажигания, лампа $НЛ_1$ зажжется и по обмотке *I* реле потечет ток. Реле сработает и его контакты *1*, *2* разомкнутся, а *1*, *3* замкнутся. После этого конденсатор C_1 начнет разряжаться, а C_2 заряжаться (через резистор R_2). По мере заряда конденсатора C_2 будет расти напряжение на неоновой лампе $НЛ_2$ и в момент, когда оно достигнет величины напряжения зажигания, лампа $НЛ_2$ зажжется. При этом по обмотке *II* реле потечет ток. Оно сработает и контакты *1*, *3* разомкнутся, а *1*, *2* замкнутся. Далее процесс периодически повторяется. Выходное напряжение генератора обычно снимается с контакта *2* или *3*. На этих контактах образуются напряжения прямоугольной формы, сдвинутые по отношению друг к другу по фазе на 180°.

Продолжительность периода колебаний этого генератора T зависит от постоянных времени заряда конденсаторов C_1 и C_2, величины питающего напряжения E, а также напряжений зажигания $u_{з1}$, $u_{з2}$ и гашения $u_{г1}$, $u_{г2}$ неоновых ламп $НЛ_1$ и $НЛ_2$ и определяется выражением:

$$T_1=\tau_1\ln\frac{E-u_{г1}}{E-u_{з1}}+\tau_2\ln\frac{E-u_{г2}}{E-u_{з2}}. \quad (23\text{-}15)$$

Частота генерируемых колебаний в этом генераторе может изменяться путем изменения величин сопротивлений резисторов R_1 и R_2 или емкостей конденсаторов C_1 и C_2. Если изменяется постоянная времени только одной *RC*-цепочки, то наряду с изменением частоты будет меняться скважность колебаний.

Релейные генераторы обеспечивают генерирование колебаний в диапазоне от 0,1 до 200 *гц*. В более высокочастотной части этого диапазона успешно работают генераторы, собранные по простым схемам на быстродействующих поляризованных реле. Генераторы же, построенные по схеме, изображенной на рис. 23-20 или им подобные, могут генерировать колебания с очень низкой частотой, значительно более низкой чем 0,1 *гц*.

Стабильность релейных генераторов сравнительно низкая. Уход частоты генерируемых колебаний может достигать 10—30%.

Релейные устройства логических элементов ИЛИ, И и НЕ

В современных автоматических системах логические операции выполняются с помощью электронных приборов (ламп, транзисторов) и релейных элементов, которые были рассмотрены выше. Наиболее характерными являются три логические операции — ИЛИ, И и НЕ, выполняемые с помощью релейных устройств.

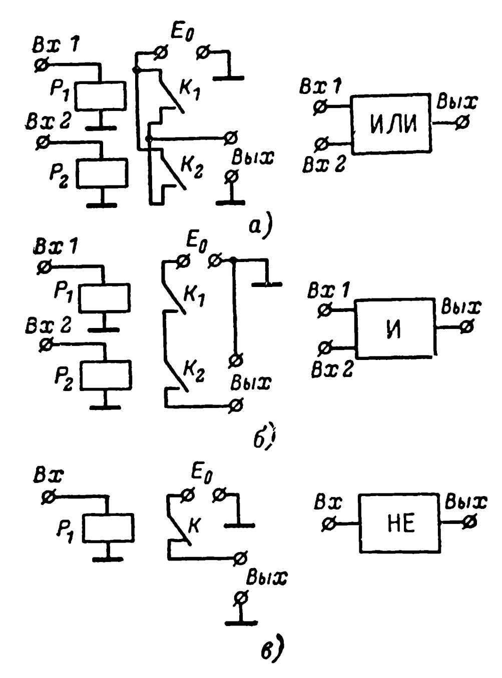


Рис. 23-21. Схемы релейных устройств логических элементов.

а — элемента ИЛИ; *б* — элемента И; *в* — элемента НЕ.

На рис. 23-21, *а* приводится схема элемента ИЛИ, выполненная на двух электромеханических реле. При отсутствии тока в обмотках обоих реле их контакты разомкнуты и сигнал (постоянное напряжение E_0) на выход не поступает. Если на обмотку одного из реле или обоих сразу подать управляющее напряжение, то на выходных контактах логического элемента появится напряжение E_0.

При необходимости получить элемент «ИЛИ» с бо́льшим числом входов в его схему включается соответствующее число электромеханических реле, выходные контакты

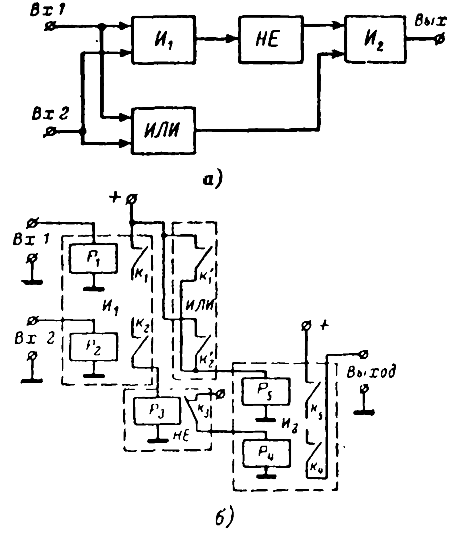


Рис. 23-22. Схемы логического устройства.

а — функциональная; *б* — принципиальная.

которых включаются параллельно так, как это показано на рис. 23-21, *а*. В этом случае будет выполняться логическое суммирование большего числа входных величин: x_1, x_2, x_3..., т. е. $y = x_1(+)x_2(+)x_3(+)\ldots$

Операция И выполняется с помощью системы, которая также имеет несколько входов и один выход. Сигнал на выходе такой системы появляется только в том случае, если на все входы системы будут поданы одновременно входные воздействия. Отсутствие сигнала хотя бы на одном входе исключает появление выходного сигнала.

На рис. 23-21, *б* показана схема элемента И с двумя входами, выполненного на двух электромеханических элементах (реле). Напряжение источника E_0 на выходных зажимах элемента появится только при одновременном срабатывании обоих реле, когда их контакты K_1 и K_2 замкнутся. В элементе И с бо́льшим числом входов включается соответствующее число реле, контакты которых включены последовательно.

Операция НЕ (логическое отрицание) выполняется наиболее простой системой, имеющей один вход и один выход. При подаче сигнала на вход такой системы сигнал на выходе должен отсутствовать, и наоборот. В качестве элемента НЕ используются электромеханические реле с нормально

замкнутыми контактами (рис. 23-21, *в*). При включении реле его контакты размыкаются и отключают от выхода напряжение источника E_0.

На рис. 23-22, *а*, *б* приведена функциональная и принципиальная схемы логического устройства, обеспечивающего слежение за одновременностью протекания двух процессов.

Устройство имеет два входа, на которые поступают сигналы с датчиков, реагирующих на определенные параметры контролируемых процессов. Если процессы протекают одновременно, то сигналы с датчиков поступают на оба входа также одновременно. При этом появляются сигналы на выходе элементов ИЛИ и $И_1$. С выхода ИЛИ сигнал поступает на вход $И_2$. Выходной же сигнал $И_1$ не проходит через элемент НЕ на второй вход $И_2$, поэтому на выходе логического устройства (выходе $И_2$) сигнал не появится. Если на входы устройства сигналы не поступают из-за прекращения контролируемых процессов, то на выходе элементов $И_1$ и ИЛИ сигналов также не будет. При этом на вход $И_2$ будет подаваться только один сигнал (с выхода НЕ), что недостаточно для образования сигнала на выходе устройства.

В случае, когда один процесс прекратится, а другой будет продолжаться, на вход логического устройства поступит только один сигнал, который через элемент ИЛИ пройдет на вход $И_2$. На второй вход $И_2$ поступит сигнал с выхода элемента НЕ, так как на выходе $И_1$ сигнала нет. В результате на выходе устройства появится сигнал, который может быть использован для прекращения продолжающегося процесса.

Входы элементов устройства ИЛИ и И соединены параллельно, поэтому их можно собрать на двух реле P_1 и P_2 (рис. 23-22, *б*), имеющих по две группы контактов.

23-3. РАСПРЕДЕЛИТЕЛИ

Электромеханические распределители

Распределителями называются устройства, осуществляющие переключение в определенной последовательности электрических цепей. Это переключение может производиться автоматически с некоторой периодичностью или же при подаче на распределитель управляющих сигналов.

Распределители бывают контактными и неконтактными. Контактные распределители — это обычно распределители электромеханического типа, которые воздействуют на электрические цепи путем переключения контактов. Воздействие на управляемые (коммутируемые) цепи неконтактных распределителей сводится к изменению тока или напряжения в этих цепях.

По конструкции и способу управления движением коммутирующего элемента контактные распределители делятся на шаговые, стартстопные и с непрерывным движением.

В шаговом распределителе переход из одного рабочего положения в другое при коммутации электрических цепей происходит скачкообразно под воздействием специальных импульсов, называемых импульсами движения (управления).

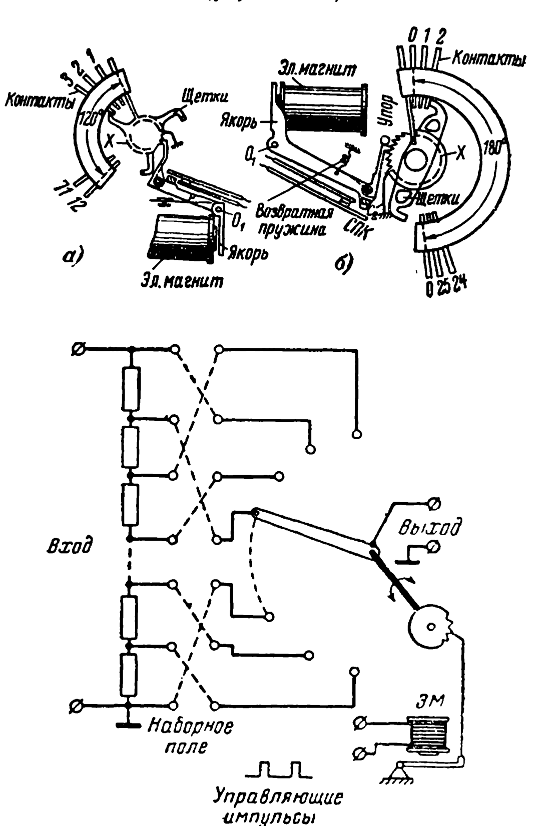


Рис. 23-23. Шаговые распределители.

а — прямого хода с трехлучевой щеткой; *б* — обратного хода с двухлучевой щеткой; *в* — схема вариатора с шаговым распределителем.

Распределители с шаговым движением щеток имеют обычно электромагнитный привод (рис. 23-23, *а*, *б*). Управляющий импульс подается в обмотку электромагнита, последний притягивает свой якорь. Посредством храпового механизма, с которым связан якорь, происходит перемещение подвижного контакта (щетки) с одной неподвижной ламели (0, 1, 2, 3...) распределителя на другую.

Контактное поле (набор неподвижных контактов) может содержать несколько (1—10) рядов контактов, которые переключаются одновременно. Контакты в каждом ряду располагаются по части окружности (обычно половине или одной трети). Для устранения холостого хода щетки делаются

соответственно двух- или трехлучевыми (рис. 23-23, *а*, *б*). Когда один луч щеток сходит с последнего неподвижного контакта одного из рядов распределителя, другой луч переходит на первый контакт этого же ряда.

При периодической подаче сигналов в обмотку электромагнита щетки, перемещаясь с контакта на контакт, проходят все неподвижные ламели, коммутируя таким образом управляемые цепи.

По тому, происходит ли движение щеток в момент срабатывания или отпускания электромагнита, различают шаговые распределители с прямым и обратным ходом.

Шаговые распределители широко используются в устройствах математических машин, предназначенных для реализации переменных во времени коэффициентов. Такие устройства называются вариаторами коэффициентов или блоками переменных коэффициентов.

На рис. 23-23, *в* приведена схема вариатора с шаговым распределителем. В его состав входит делитель напряжения, отводы от которого через наборное поле подключаются к неподвижным ламелям распределителя. На вход вариатора подается напряжение, которое необходимо умножить на переменный коэффициент. Положение подвижного контакта распределителя изменяется в соответствии с заданной функцией переменного коэффициента во времени. С выхода вариатора снимается сигнал, соответствующий результату умножения напряжения на переменный коэффициент.

Другим типом шаговых распределителей являются релейные распределители. В этих распределителях поочередное переключение электрических цепей производится

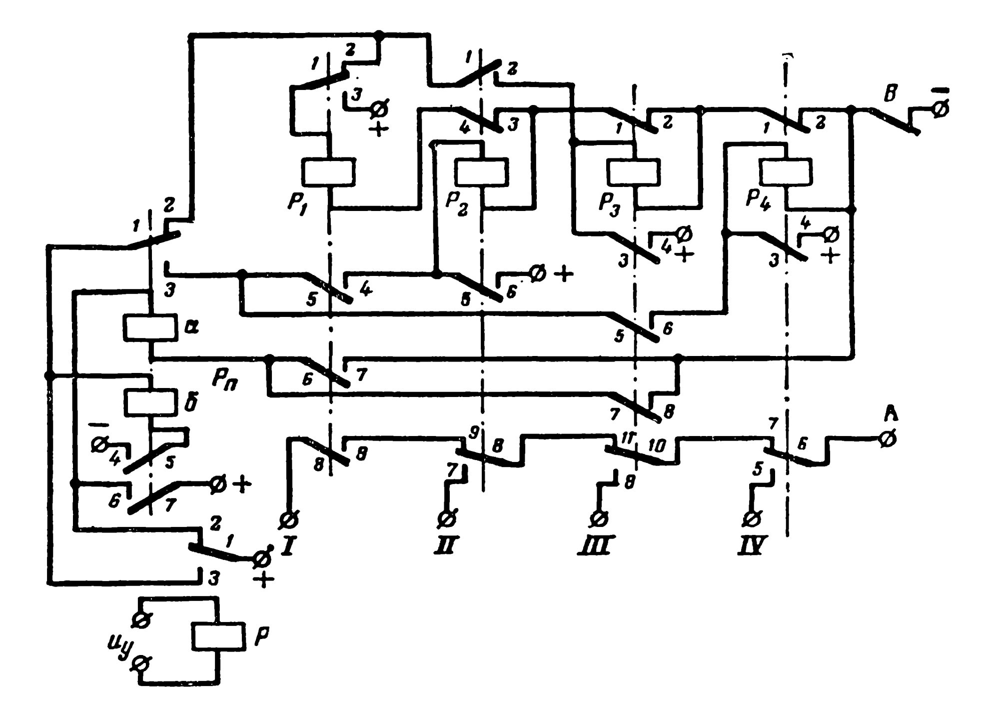


Рис. 23-24. Шаговый распределитель прямого хода с электромагнитными реле.

с помощью электромагнитных реле. Каждое рабочее положение распределителя при этом фиксируется срабатыванием или отпусканием одного из реле, называемых реле счета. В схему распределителя, кроме реле счета, входят и другие дополнительные реле, обеспечивающие необходимую очередность срабатывания реле счета.

Различают двухходовые и одноходовые шаговые релейные распределители.

В двухходовых распределителях реле счета срабатывают на каждый управляющий импульс и каждую паузу. В одноходовых распределителях срабатывание происходит только в моменты поступления импульсов.

На рис. 23-24 приведена схема одноходового релейного распределителя с разделяющим реле. Схема включает в себя входное реле *P*, реле счета P_1—P_4 и переключающие реле $P_п$ с двумя обмотками.

Работает такой распределитель следующим образом. С поступлением первого управляющего импульса $u_у$ входное реле *P* срабатывает. Его контакты *1*, *2* размыкаются, а *1*, *3* замыкаются. При замыкании контактов *1*, *3* получает питание обмотка счетного реле P_1 и последнее срабатывает, за-

мыкая свои контакты *1, 3, 4, 5, 6, 7* и *8, 9*. Контакты *1, 2* реле P_1 при этом размыкаются.

С замыканием контактов *4, 5* реле P_1 подготовляется к включению реле счета второго импульса P_2. Замыкание контактов *6, 7* реле P_1 подготовляет цепь обмотки переключающего реле $P_п$. Контактами *8, 9* реле P_1 цепь *I* подключается к общему выходу *А*.

По окончании первого импульса реле *Р* отпускает. Его контакты *1, 3* размыкаются, а *1, 2* замыкаются. С замыканием контактов *1, 2* обеспечивается питанием обмотка *а* реле $P_п$ и последнее срабатывает. Контакты $P_п$ *1, 2* размыкаются, а *1, 3, 4, 5* и *6, 7* замыкаются. При замыкании контактов *4, 5* подготовляется к включению цепь обмотки *б* реле $P_п$, а с замыканием контактов *6, 7* обмотка *а* самоблокируется.

С окончанием паузы и поступлением второго управляющего импульса вновь срабатывает реле *Р*. Его контакты *1, 2* размыкаются, а *1, 3* замыкаются. Так как обмотка *а* реле $P_п$ самоблокирована, то размыкание контактов *1, 2* реле *Р* изменений в схеме не вызывает, а замыкание контактов *1, 3* обеспечивает подачу питания на обмотку второго счетного реле P_2, которое срабатывает. Контакты *3, 4* и *8, 9* размыкаются, а *1, 2, 5, 6* и *7, 8* реле P_2 замыкаются. Замыкание контактов *5, 6* обеспечивает самоблокировку реле P_2. Контактами *7, 8* цепь *II* подключается к выходу *А* распределителя.

С размыканием контактов *3, 4* реле P_2 разрывается цепь питания обмотки реле P_1 и оно отпускает. При этом его контакты *1, 2* замыкаются, а все другие размыкаются. Размыкание контактов *4, 5* не вызывает изменений в схеме, так как реле P_2 самоблокировано.

Размыкание контактов *6, 7* реле P_1 не вызывает отпускания реле $P_п$, так как через его вторую обмотку *б* протекает ток. По окончании второго импульса отпускает реле *Р*. За счет размыкания контактов *1, 3* реле *Р* разрывается цепь питания реле $P_п$ и оно также отпускает.

С появлением третьего управляющего импульса срабатывает входное реле *Р* и через его замкнутые контакты *1, 3* подается питание к обмотке реле P_3 (реле P_2 самоблокировано), которое срабатывает и свои контакты *1, 2* и *10, 11* размыкает, а все остальные замыкает. Размыкание контактов *1, 2* реле P_3 вызывает отпускание реле P_2, а замыкание контактов *3, 4* самоблокирует реле P_3. Замыкание контактов *5, 6* реле P_3 подготавливает цепь включения реле P_4, а контактов *7, 8* подготавливает к включению обмотку *а* реле $P_п$. С замыканием контактов *9, 10* происходит подключение цепи *III* к выходу *А* распределителя.

Срабатывание реле P_4 и подключение цепи *IV* к выходу *А* происходит аналогично срабатыванию реле P_2. Возврат схемы в исходное положение производится размыканием контактов *В*.

Построение аналогичных распределителей с различным числом коммутируемых цепей (*I, II, III, ..., N*) требует лишь соответствующего изменения количества реле счета.

Стартстопные распределители (рис. 23-25) имеют контактное поле, подвижную щетку, электродвигатель и электромагнитную муфту сцепления. Для обеспечения надежной работы стартстопные распределители на передающей и приемной сторонах должны быть идентичными.

Работают распределители этого типа следующим образом. Щетки распределителей на передающей и приемной сторонах системы находятся в нулевом положении, так как их оси расцеплены с осями электродвигателей. При посылке сигнала по одному из каналов с нажатием соответствующего ключа из числа $K_1, K_2, \ldots, K_N$ замыкается контакт K_0, с помощью которого включается ток в сцепляющую электромагнитную муфту передающей стороны ($ЭМ_1$). Одновременно посылается стартовый импульс в линию связи. На приемной стороне срабатывает линейное реле и включает электромагнитную муфту $ЭМ_2$. При своем срабатывании электромагнитные муфты $ЭМ_1$ и $ЭМ_2$ сцепляют валы электродвигателей с валами подвижных контактов (щеток) передающего и приемного распределителей. Щетки начинают двигаться одновременно и с одинаковой скоростью.

С момента ухода щеток с нулевых положений и в течение всего их оборота электромагнитные муфты подсоединяются к «+» источника питания через блокировочные контакты $K_{б1}$ и $K_{б2}$. С возвращением щеток в нулевое положение блокировочные контакты $K_{б1}$ и $K_{б2}$ размыкаются. При этом произойдет отпускание электромагнитных муфт и расцепление осей моторов с осями щеток. Последние остановятся до прихода следующего стартового импульса.

В случае синфазного движения щеток распределителей по контактным полям на передающей и приемной сторонах при нажатии одного или нескольких ключей из числа $K_1, K_2, \ldots, K_N$ будут замыкаться цепи соответствующих реле (из числа $P_1, P_2, \ldots, P_N$) на приемной стороне и они будут срабатывать. Своими контактами сработавшие реле замкнут исполнительные цепи.

Для надежной работы стартстопных распределителей необходимо, чтобы скорости вращения щеток по контактным ламелям на передающей и приемной сторонах системы были одинаковыми. Расхождение в скоростях допустимо такое, при котором за один оборот щетка одного распределителя опередит щетку другого распределителя меньше, чем на ширину неподвижной ламели. Иногда для уменьшения влияния скорости у стартстопных распределителей последние ламели делаются более широкими, чем первые.

Распределители с моторным приводом часто называют синхронными, так как в них

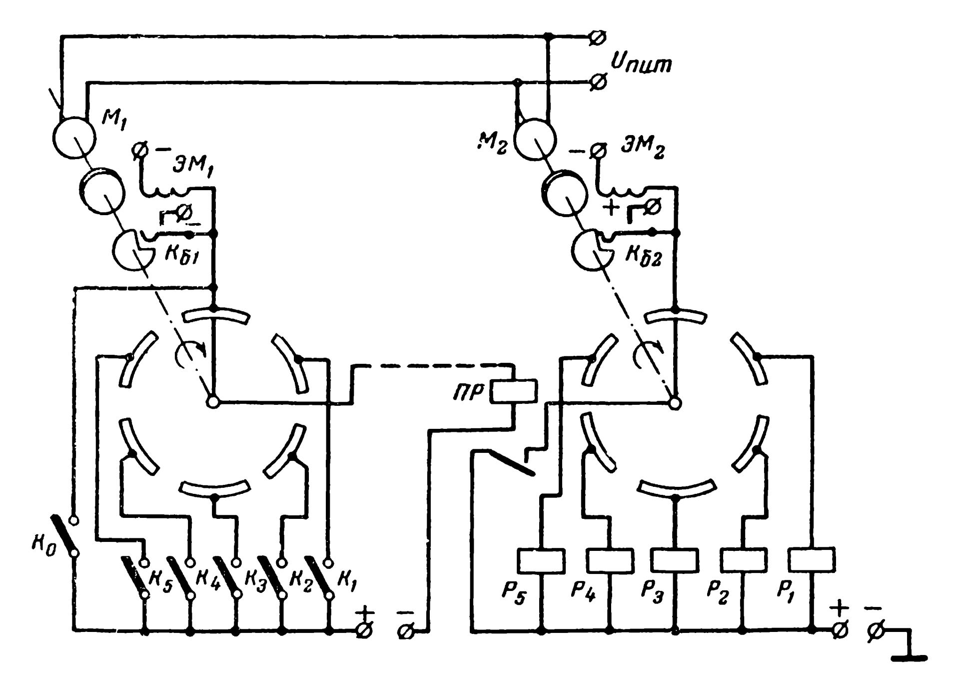


Рис. 23-25. Стартстопные распределители.

для вращения щеток на передающей и приемной сторонах используются синхронные моторы, питаемые от одного источника переменного тока (рис. 23-26). Движение щеток должно быть не только синхронным, но и синфазным, в таком случае в каждый момент времени щетки передающего и приемного распределителей будут находиться на одинаковых по номеру контактах. При включении одного или нескольких ключей из числа K_1, $K_2, \ldots, K_N$ в момент прохождения щетки контакта с замкнутым ключом замыкается цепь для передачи управляющего сигнала в соответствующую исполнительную цепь (реле P_1, P_2, ..., P_N, рис. 23-26).

В моторных распределителях могут применяться и несинхронные моторы, но

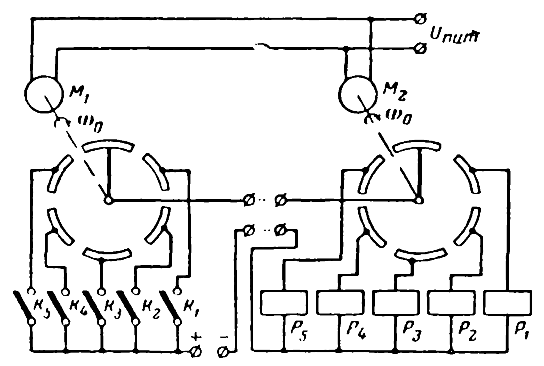


Рис. 23-26. Синхронные распределители.

тогда предусматривается дополнительное устройство, которое при расхождении щеток распределителей передающей и приемной сторон на некоторый угол $\Delta\alpha$ должно обеспечить выравнивание (коррекцию) движения щеток.

Шифраторы и дешифраторы полярности сигналов

В различных схемах автоматических устройств и вычислительной техники широко используются шифраторы полярности сигналов — релейные схемы, реагирующие на знак входной величины. Часто такие устройства, называемые *сигнатурами,* используются как элементы логических устройств.

В простейших шифраторах подобного типа изменение полярности сигнала на их выходе производится с помощью контактных групп, которые могут переключаться вручную или же с помощью реле. На рис. 23-27 приведены схемы шифраторов полярности сигналов с одной (рис. 23-27, *а*) и с двумя (рис. 23-27, *б*) переключающими контактными группами.

В шифраторе, использующем одну переключающую контактную группу, требуется два источника напряжения.

Если вместо источника постоянного напряжения E_0 в схемах на рис. 23-27, *а, б* подключить генератор импульсов, то при переключении контактных групп будут происходить изменения полярности периодической последовательности импульсов на выходе шифратора. Применяются более слож-

ные схемы шифраторов полярности импульсов с одновибраторами, ключевыми схемами и другие схемы.

Основой всякого дешифратора полярности сигнала является различитель полярности, в качестве которого могут использоваться диодные схемы и различного рода реле, реагирующие на полярность входных сигналов.

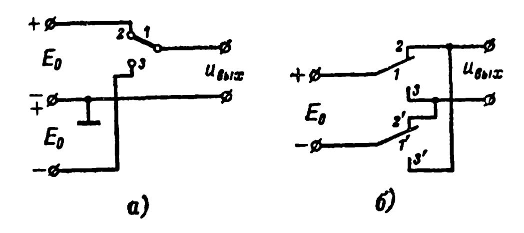


Рис. 23-27. Шифраторы полярности сигналов.

а — с одной переключающей контактной группой; *б* — с двумя переключающими контактными группами.

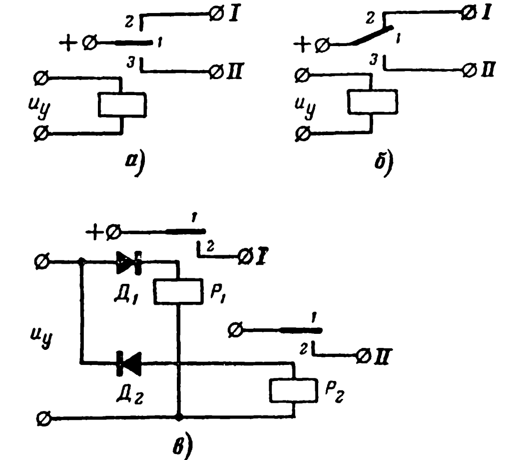


Рис. 23-28. Дешифраторы полярности сигналов.

а — с трехпозиционным поляризованным реле; *б* — с двухпозиционным поляризованным реле; *в* — с диодной схемой и униполярным реле.

Наибольшее применение находят дешифраторы, в которых в качестве различителей полярности используются поляризованные электромагнитные и электронно-контактные реле, а также диодные схемы.

На рис. 23-28, *а* показана схема дешифратора полярности сигнала с трехпозиционным поляризованным электромагнитным реле. Подключение выходной цепи *I* или *II* к источнику напряжения происходит в зависимости от полярности управляющего сигнала. Другой дешифратор с двухпозиционным поляризованным реле (рис. 23-28, *б*) работает аналогично первому, однако выходная цепь после снятия входного напряжения остается подключенной к источнику питания. Перебрасывание якоря реле произойдет только в случае, если очередной сигнал будет иметь полярность, обратную предыдущей. В последнем случае подключается вторая выходная цепь. Дешифратор с двухпозиционным поляризованным реле обеспечивает таким образом различие и запоминание по полярности сигналов, поступивших на его вход.

На рис. 23-28, *в* приведена схема дешифратора, в котором в качестве различителя полярности сигналов используется диодная схема. Если диоды включены, так как это показано на схеме рис. 23-28, *в*, то реле $Р_1$ сработает при положительной полярности входного сигнала, а реле $Р_2$ — при отрицательной. При срабатывании первого или второго реле происходит подключение соответственно *I* или *II* выходной цепи к источнику питания.

Шифраторы и дешифраторы числа импульсов с контактными распределителями

Шифраторы числа импульсов с распределителями. С помощью шифратора числа импульсов формируются посылки сигнала сообщения, отличающиеся друг от друга числом импульсов. Подобные шифраторы характеризуются частотой следования формируемых ими импульсов и скважностью этих импульсов.

Наибольшее распространение находят шифраторы со стартстопными распределителями, с номернабирателями и с преобразователями длительности посылки в число импульсов.

В шифраторах числа импульсов со стартстопными распределителями могут использоваться самые разнообразные типы распределителей. На рис. 23-29 приведены схемы шифратора числа импульсов с электромагнитным шаговым распределителем, генератором импульсов и отсекающим реле. В этом шифраторе используется распределитель обратного хода, имеющий два ряда неподвижных контактных ламелей. В схеме используется двухрелейный генератор импульсов ($Г_1$ и $Г_2$). Роль суммирующего устройства выполняет отсекающее реле $Р_0$. В исходном положении шифратора щетки распределителя стоят на нулевых ламелях, а все реле и электромагнит *ЭМ* распределителя находятся в положении покоя.

Для пояснения принципа действия шифратора рассмотрим пример образования посылки с четырьмя импульсами. При этом вначале замыкаются контакты $К_4$. За счет замыкания верхних контактов группы $К_4$ плюс источника питания схемы шифратора подключается через общую (нулевую) ламель второго ряда (*II*) распределителя к обмотке реле $Г_1$ генератора импульсов. Через замкнутые нижние контакты $К_4$ плюс источника подключается к ламели *4* первого (*I*) ряда распределителя.

С подачей питания к реле $Г_1$ возбуждается двухрелейный генератор $Г_1$, $Г_2$. При этом происходит поочередное периодическое замыкание и размыкание контактов реле

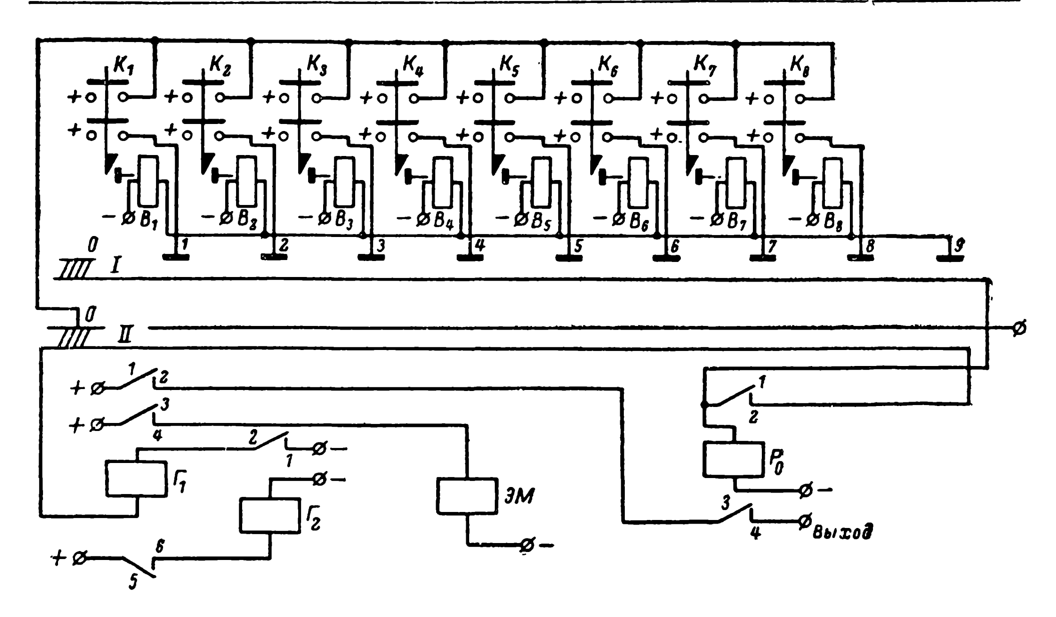


Рис. 23-29. Схема шифратора числа импульсов с электромагнитным шаговым распределителем.

$Г_1$ и $Г_2$. С замыканием контактов *1*, *2* и *3*, *4* реле $Г_1$ напряжение подается на выход шифратора и подключается питание электромагнита *ЭМ*. Когда контакты реле $Г_1$ размыкаются, отключается питание электромагнита. Он отпускает и переводит щетки распределителя на следующую ламель.

С перемещением щетки на ламель *1* питание к реле $Г_1$ подается через сплошную ламель ряда *II*, поэтому генератор импульсов будет работать далее непрерывно до возвращения щетки в нулевое положение независимо от того, нажат контакт из группы $К_1$, $К_2, \ldots, К_8$ или нет.

После того как на выход шифратора будет подан четвертый импульс в очередную паузу, щетка распределителя станет на *4* ламель распределителя. При этом через контакты $К_4$, ламель *4* первого ряда (*I*) и щетку этого же ряда будет подано питание на обмотку отсекающего реле $Р_0$. Оно сработает и самоблокируется своими контактами *1*, *2*, оставаясь в таком положении до возвращения щеток на нулевую ламель. Контакты *3*, *4* реле $Р_0$ при его срабатывании размыкаются и отключают выход шифратора от релейного генератора так, что при работе генераторе генерируемые импульсы на выход больше не поступают.

Щетки распределителя продолжают перемещаться по ламелям распределителя. При достижении щеткой ряда *I* ламели *9* включаются электромагниты $В_1$—$В_4$ и снимают с фиксаторов нажатые контакты ($К_4$), установленные ранее для набора нужного числа импульсов в посылке. Контакты $К_4$ размыкаются. Схема шифратора возвращается в исходное положение и готова для формирования новой посылки.

Описанная схема шифратора применяется в тех случаях, когда нужно форсировать посылки, в которых импульсы следуют друг за другом со сравнительно высокой частотой (десятки и сотни герц).

В тех же случаях, когда формируются посылки с различным числом импульсов, следующих с небольшой частотой (5—20 импульсов в секунду), могут использоваться шифраторы типа номеронабирателей.

Принцип действия номеронабирателей различных конструкций основан на том, что импульсы на выходе шифратора формируются за счет механического замыкания и размыкания контактов с помощью кулачков, приводимых в движение заведенной пружиной. Взведение пружины производится предварительной установкой номеронабирателя в соответствии с необходимым числом импульсов в формируемой посылке. Наибольшее распространение номеронабиратели получили в автоматической телефонии, где телефонные номера абонентских аппаратов зашифрованы числоимпульсными кодами.

На рис. 23-30 приведена упрощенная кинематическая схема номеронабирателя АТС. На общей оси *О* устройства жестко закреплены номеронаборный диск *Д* с десятью занумерованными отверстиями, храповик *Х* и свободно насаженное колесо *ЧК* червячной пары. На червячном колесе укреплена собачка *С*, которая с помощью пружины прижимается к храповику и упирается в его зубья. На конце оси *О* установлена спиральная пружина, один конец ее заделан в ось, а второй — в корпус номеронабирателя. С червячным колесом связан червячный вал. На нижнем конце этого вала закреплен эксцентрик *ЭК* из изоляцион-

ного материала. На верхнем конце установлен центробежный регулятор *Р*.

При наборе нужной цифры, соответствующей числу импульсов в посылке, диск поворачивается по часовой стрелке так, чтобы отверстие, обозначенное этой цифрой,

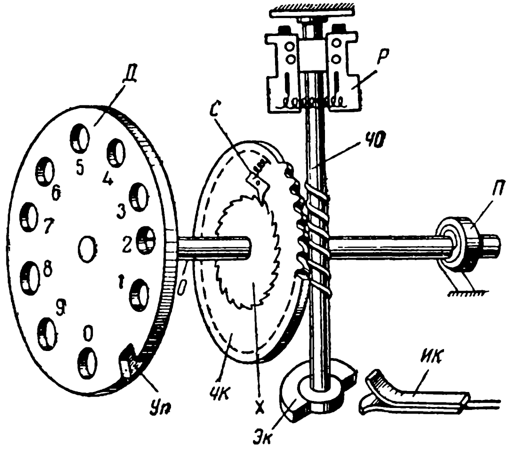


Рис. 23-30. Упрощенная кинематическая схема номеронабирателя.

стало перед упором *УП*. Далее диск отпускается. Во время вращения диска по часовой стрелке пружина *П* заводилась. Собачка же, укрепленная на червячном колесе, скользила по зубьям храповика. После отпускания диска пружина, раскручиваясь, будет вращать ось *О* номеронабирателя против часовой стрелки. Так как при этом собачка упирается в зубья храповика, то вместе с ним будет вращаться червячное колесо и связанная с последним червячная ось.

В отличие от обычных червячных пар, в которых движение может передаваться только от червячной оси к червячному колесу, в этой паре возможна и обратная передача движения за счет выбора большого шага передачи.

Центробежный регулятор, укрепленный на верхней части червячной оси, обеспечивает постоянство скорости вращения. С помощью эксцентрика, укрепленного на нижней части червячного вала, производится периодическое размыкание (или замыкание) импульсных контактов *ИК*.

Передаточное число червячной пары выбрано таким, чтобы при обратном вращении оси номеронабирателя число размыканий соответствовало номеру отверстия в наборном диске, поставленного при наборе перед упором.

Дешифраторы числа импульсов с контактными распределителями. С помощью дешифратора числа импульсов осуществляется дешифрирование сигнальных посылок по числу импульсов в них и подключение соответствующей выходной цепи воспринимающего устройства в зависимости от этого числа.

Дешифраторы числа импульсов характеризуются прежде всего *разрешающей способностью*, под которой понимается максимальная разрешаемая частота следования импульсов в поступившей посылке.

Наибольшее применение из электромеханических дешифраторов числа импульсов нашли дешифраторы с шаговыми распределителями. Основными звеньями таких дешифраторов, помимо распределителя, являются элементы контроля прохождения посылок и элементы возврата в исходное состояние.

Элементы контроля прохождения посылки в дешифраторе числа импульсов нужны для того, чтобы источник питания подключался к выходной (требуемой) цепи только после окончания посылки и не подключался к другим выходным цепям при движении щетки распределителя. Об окончании посылки свидетельствует длительность наступившей паузы.

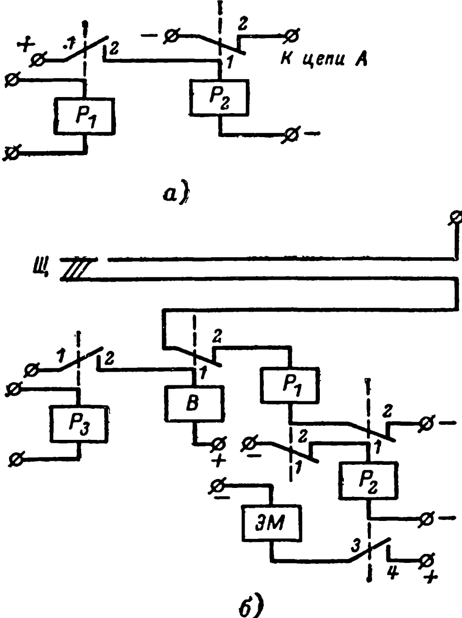


Рис. 23-31. Схемы основных элементов дешифратора числа импульсов с контактным распределителем.

а — элементы контроля прохождения импульсной посылки; *б* — элементы возврата щетки распределителя в исходное положение.

Элементы возврата в исходное положение служат для возврата щетки распределителя в исходное положение после воздействия дешифратора на выбранную выходную цепь. Устройство возврата может работать автоматически или при подаче специального сигнала.

На рис. 23-31, *а* приведена одна из схем элементов контроля прохождения по-

сылки, основанная на использовании электромагнитных реле. В этой схеме реле P_1 воспринимает поступающие сигналы импульсных посылок. Реле P_2 обладает замедленным отпусканием. Параметры реле P_1 и P_2 выбираются из условий

$$t_{\text{ср}2} < t_{\text{зам}1};$$

$$t_{\text{отп}2} > t_{\text{раз}1},$$

где $t_{\text{ср}2}$ и $t_{\text{отп}2}$ — время соответственно срабатывания и отпускания реле P_2, $t_{\text{зам}1}$ и $t_{\text{раз}1}$ — длительность замыкания и размыкания контактов *1*, *2* реле P_1 при поступлении импульсов сигнала.

Если указанное условие выполняется, то с подачей первого импульса посылки реле P_2 сработает, его контакты *1*, *2* разомкнутся и отключат питание от цепи *А*. Когда же передача посылки окончится и наступит продолжительная пауза, реле P_2 отпустит, его контакты *1*, *2* замкнутся и подключат питание к цепи *А* (выходной цепи, выбранной распределителем).

Чтобы обеспечить нормальную работу элементов контроля прохождения посылки, необходимо согласовать временные параметры реле P_1 и декодируемой импульсной посылки. Это согласование сводится к необходимости выполнения условий

$$t_{\text{ср}1} < t_{\text{и}} \text{ и } t_{\text{отп}1} < t_{\text{п}},$$

где $t_{\text{и}}$ и $t_{\text{п}}$ — длительности импульсов сигнала посылки и пауз между ними.

На рис. 23-31, *б* приведена схема, обеспечивающая автоматический возврат щетки распределителя в исходное положение. В этой схеме реле P_1 и P_2 образуют двухрелейный генератор импульсов, реле *В* определяет продолжительность включения исполнительной цепи, реле P_1 — входное реле, а *ЭМ* — электромагнит. Для правильного функционирования схемы возврата параметры реле выбираются из условий

$$t_{\text{срВ}} < t_{\text{зам}3}; \quad t_{\text{отпВ}} < t_{\text{раз}3}.$$

При поступлении на реле P_1 первого импульса посылки реле *В* сработает и останется в таком положении до окончания посылки. В рабочем положении реле *В* его контакты *1*, *2* разомкнутся и напряжение питания к реле P_1 и P_2 генератора импульсов не подается. С наступлением длительной паузы после окончания посылки реле *В* отпустит, замкнув свои контакты *1*, *2*. С этого момента начнет работать релейный генератор импульсов, питающий электромагнит перемещения щеток распределителя. Когда щетки возвратятся на нулевую ламель, генератор импульсов прекратит работу вследствие того, что цепь питания реле P_1 будет разорвана контактным полем распределителя. Время отпускания реле *В* должно согласовываться со временем отпускания реле P_2 схемы контроля (рис. 23-31, *а*) прохождения посылки.

На рис. 23-32 представлен один из вариантов схем дешифратора числа импульсов с электромагнитным шаговым распределителем. В схеме применен двухразрядный электромагнитный распределитель. Устройства контроля прохождения посылки и возврата распределителя в исходное положение собраны по схемам, описанным выше.

Работа распределителя поясняется на примере дешифрирования четырехимпульсной посылки.

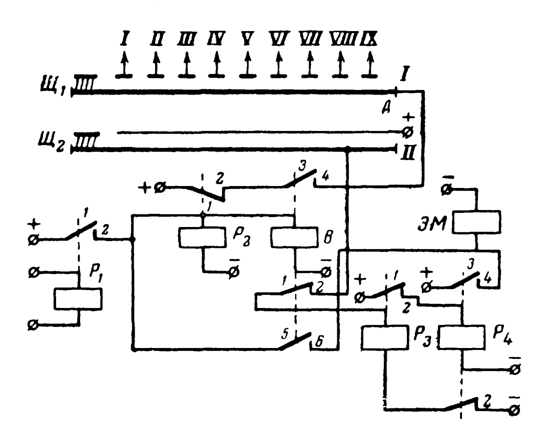


Рис. 23-32. Схема дешифратора числа импульсов с шаговым электромагнитным распределителем.

При поступлении первого импульса посылки сработает входное реле P_1. Своими контактами *1*, *2* оно замкнет цепь питания реле P_2 и *В*. Размыканием контактов *1*, *2* реле P_2 при его срабатывании разрывается цепь питания выходных цепей *I*—*XI*. При размыкании контактов *1*, *2* реле *В* разрывается цепь питания релейного генератора (реле P_3), вырабатывающего импульсы движения. Замыканием контактов *3*, *4* реле *В* подготовляется цепь питания выходных цепей. Контакты *5*, *6* реле *В* при его срабатывании также замыкаются. Так как в это время контакты *1*, *2* реле P_1 еще замкнуты, то образуется цепь питания электромагнита *ЭМ* и он срабатывает.

В момент паузы после первого импульса входное реле P_1 отпускает, его контакты *1*, *2* размыкаются, разрывая цепи питания реле P_2, *В* и электромагнита *ЭМ*. Вследствие того, что выполняются условия $t_{\text{отп}2} > t_{\text{раз}1}$ и $t_{\text{отп}B} > t_{\text{раз}1}$, якори реле P_2 и *В* остаются в течение паузы притянутыми. Электромагнит же отпускает и продвигает щетки распределителя на первую ламель.

При поступлении второго импульса посылки выходное реле P_1 снова срабатывает и с замыканием своих контактов *1*, *2* восстанавливает цепи питания реле P_2, *В* и электромагнита *ЭМ*. Вследствие этого реле P_2 и *В* остаются в рабочем положении, электромагнит *ЭМ* срабатывает. С наступлением паузы после окончания второго импульса посылки схема работает так же, как и в первую паузу.

При подаче третьего и четвертого импульсов посылки дешифратор работает аналогично.

После того как окончился последний (четвертый) импульс посылки, схема работает как в обычной паузе, т. е. отпускает реле P_1 и своими контактами *1*, *2* разрывает цепь питания реле P_2, *B* и электромагнита *ЭМ*. Щетки распределителя при этом устанавливаются на четвертую ламель. С продолжением паузы после окончания посылки прежде отпускает реле P_2, а через некоторое время реле *B*, так как $t_{\text{отп}B} > t_{\text{отп}2}$.

Контакты *1*, *2* реле P_2 при его отпускании замыкаются и подключают питание к четвертой выходной ламели распределителя (номер выходной ламели определяется числом импульсов в принятой посылке). Спустя некоторое время отпускает реле *B* и контакты *3*, *4* отключают питание выходных цепей, а контакты *5*, *6* отключают реле P_1 от электромагнита. При отпускании реле *B* контакты *1*, *2* замыкаются и подключают питание к реле генератора импульсов. Последний начинает генерировать импульсы движения, поступающие к электромагниту *ЭМ*, который при этом периодически срабатывает, перемещая щетки распределителя на нулевую ламель. Когда щетка $Щ_2$ станет в исходное положение, цепь питания реле P_1 разрывается и релейный генератор прекращает работать. Дешифратор возвратился в исходное состояние.

23-4. ЭЛЕМЕНТЫ СИНХРОННОЙ СВЯЗИ

Одной из важнейших задач, которые выполняют элементы автоматических и телемеханических устройств, является передача на расстояние изменений параметров различных физических процессов. Частным случаем дистанционной передачи, широко используемой в технике, является так называемая синхронная связь, обеспечивающая поворот оси некоторого устройства на приемной стороне синхронно и синфазно с поворотом оси задающего устройства на передающей стороне. Используются дистанционные передачи постоянного и переменного тока.

Дистанционные передачи постоянного тока

Широкое распространение получили потенциометрические дистанционные передачи постоянного тока, в которых входной сигнал задается изменением положения щеток потенциометрического датчика, а на выходе воспринимается подвижной системой магнитоэлектрического устройства. В качестве датчиков при этом применяются обычные потенциометры, а в качестве приемников используются магнитоэлектрические гальванометры и лагометры. Важнейшими характеристиками всякой дистанционной передачи являются величина *синхронизирующего момента* $M_{\text{син}}$ и *угловой погрешности* (угла рассогласования) $\Delta\alpha_0$, появляющейся при передаче угловых перемещений.

Синхронизирующим моментом называется вращающийся момент, прикладываемый к валу воспринимающего элемента дистанционной передачи. Этот момент появляется при наличии рассогласования между положением датчика α_1 и приемника α_2 дистанционной передачи. Знак момента должен быть таким, чтобы устранялось имеющееся рассогласование между углами поворота осей датчика и приемника.

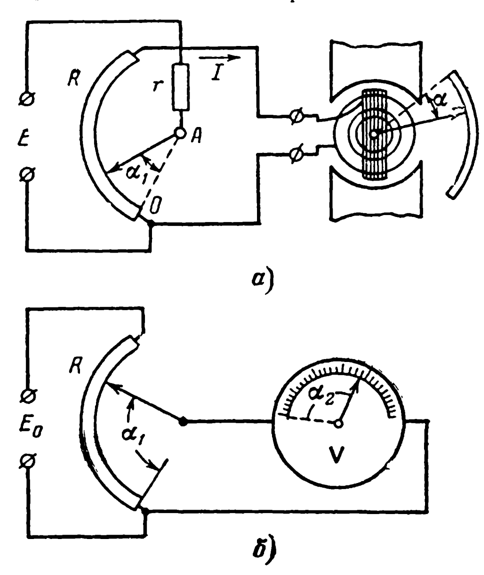


Рис. 23-33. Схемы потенциометрических дистанционных передач небалансного типа на постоянном токе.

а — с гальванометром на выходе; *б* — с вольтметром на выходе.

Минимальный синхронизирующий момент, уравновешивающий моменты трения и момент нагрузки, определяет величину угловой погрешности дистанционной передачи. Этот угол называется углом рассогласования $\Delta\alpha_0$ дистанционной передачи или точностью ее следования.

Все известные дистанционные передачи потенциометрического типа разделяются на две основные группы: *небалансного типа* и *самобалансирующиеся* дистанционные передачи.

В дистанционных передачах небалансного типа угол поворота подвижной системы магнитоэлектрического устройства на приемной стороне определяется величиной тока в его обмотках.

На рис. 23-33, *а* приведена схема простейшей потенциометрической дистанционной передачи. Она состоит из источника питания *E*, потенциометра *R* и гальванометра. Ось потенциометра механически соединяется с осью, угол поворота которой нужно передать на приемную сторону. Гальванометр служит приемником передаваемого

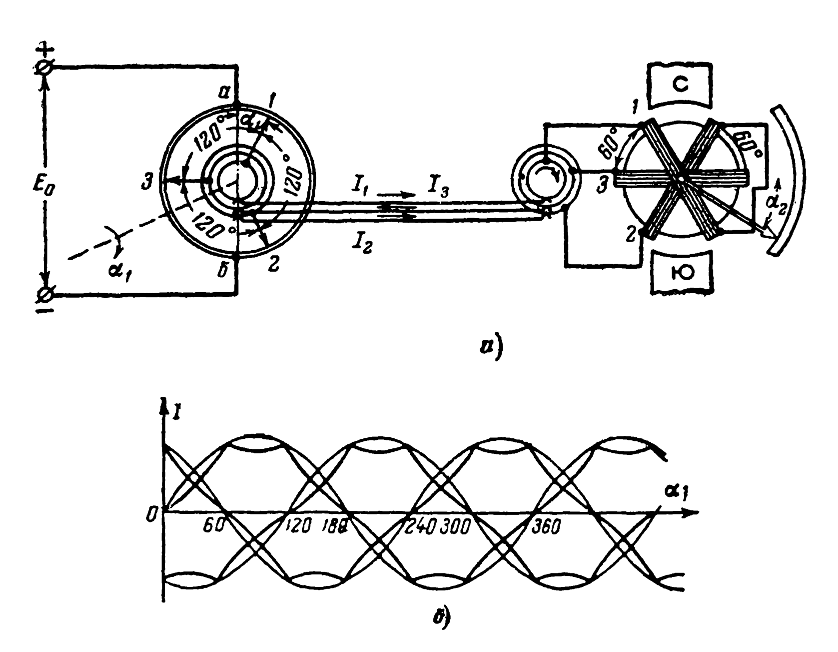


Рис. 23-34. Дистанционная передача на постоянном токе с круговым потенциометром на входе и логометром на выходе.

а — схема; *б* — графики токов в катушках логометра.
На левой части рисунка *1, 2, 3* — подвижные контакты, а на правой части рис. соответствующие им катушки.

сигнала и индикатором угла поворота. Отклонение стрелки гальванометра в определенном масштабе будет соответствовать углу поворота оси потенциометра.

Если параметры передачи подобрать так, чтобы выполнялось условие

$$\frac{K}{C} = \frac{R + R_н}{I\dfrac{\Delta R}{\Delta \alpha}}, \qquad (23\text{-}16)$$

то углы поворота оси потенциометра α_1 и отклонения стрелки гальванометра α будут равны ($\alpha_1 = \alpha$), здесь K — коэффициент пропорциональности между током через катушку гальванометра I и моментом вращения, создаваемым катушкой; C — коэффициент пропорциональности между углом поворота рамки гальванометра и противодействующим моментом, создаваемым пружиной; $R_н$ — сопротивление катушки гальванометра совместно с сопротивлением линии связи; R — полное сопротивление обмотки потенциометра; $\Delta R/\Delta \alpha$ — удельное сопротивление обмотки потенциометра, приходящееся на единицу угла поворота подвижного контакта.

Другая схема простейшей потенциометрической передачи приведена на рис. 23-33, *б*. В отличие от схемы на рис. 23-33, *а* потенциометрический датчик угла поворота включается как делитель напряжения источника питания E. На приемной стороне используется высокоомный вольтметр. Если внутреннее сопротивление вольтметра $R_в$ значительно превышает сопротивление R потенциометра, иначе, если нагрузка, подключаемая к потенциометру, невелика ($R_в \gg R$), то связь между углом поворота оси потенциометра (подвижного контакта) и углом отклонения стрелки вольтметра при равномерной намотке потенциометра будет линейной. Выражается эта связь следующим соотношением:

$$\alpha_2 = \frac{\Delta R}{\Delta \alpha}\frac{E}{R}\alpha_1. \qquad (23\text{-}17)$$

Можно выбрать величину напряжения E, так чтобы выполнялось соотношение

$$\frac{E}{R}\frac{\Delta R}{\Delta \alpha} = 1, \qquad (23\text{-}18)$$

тогда угол отклонения стрелки вольтметра α_2 будет равен углу поворота оси потенциометра α_1. В этом случае шкала вольтметра может быть отградуирована в угловых единицах.

Недостатком описанных дистанционных потенциометрических передач является то, что всякое изменение в первом случае тока I в цепи потенциометра и параметров линии, а во втором случае напряжения источника питания будет вызывать ошибку $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$. Кроме того, рассмотренный тип передач ограничивает величину передаваемого угла $\alpha_{2макс} < 360°$.

Другой тип дистанционной передачи, обеспечивающей передачу неограниченного

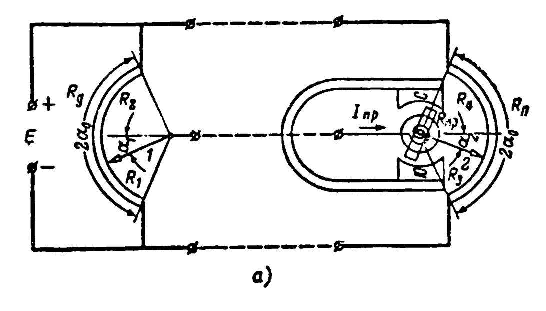
вращения, находит более широкое применение. Одна из схем такой передачи небалансного типа приведена на рис. 23-34, *а*. Основной частью передающей стороны этой дистанционной передачи является круговой потенциометр с тремя подвижными контактами, сдвинутыми относительно друг друга на 120°. Напряжение питания потенциометра подводится к двум точкам *а* и *б* круговой обмотки, расположенным на ее диаметрально противоположных сторонах. Напряжения со щеток на выход потенциометра подаются с помощью трех контактных колец и скользящих по ним трех неподвижных щеток.

На приемной стороне используется трехкатушечный лагометр. Его катушки, находящиеся в поле постоянного магнита, повернуты относительно друг друга на 120° и соединены по схеме «звезда». Вторые концы катушек соединены с контактными кольцами. Через эти кольца и скользящие по ним неподвижные щетки к катушкам лагометра подводятся с передающей стороны посредством линии связи выходные напряжения потенциометра.

Работает такая дистанционная передача следующим образом. Ось, угол поворота которой необходимо передать на некоторое расстояние, механически связывается с контактными кольцами и щетками потенциометра. В процессе поворота оси щетки смещаются по обмотке относительно точек *а*, *б*. При этом происходит перераспределение напряжений по величине и полярности между каждой парой щеток, что вызывает соответствующее изменение токов в катушках лагометра. На рис. 23-34, *б* приведен график изменения токов в каждой из катушек лагометра в зависимости от поворота щеток потенциометра (угол α_1).

Из приведенного графика следует, что изменение токов в катушках лагометра с некоторыми искажениями происходит аналогично тому, как это имеет место в трехфазных обмотках моторов переменного тока (показано тонкими линиями). При этом в моторе образуется вращающееся магнитное поле, которое и обеспечивает вращение якоря. Очевидно, при повороте щеток кругового потенциометра магнитное поле, создаваемое катушками лагометра, будет также поворачиваться и, взаимодействуя с полем постоянного магнита, будет поворачивать катушки лагометра на такой же угол, на который повернулись щетки потенциометра. Искажение формы тока в катушках по сравнению с синусоидальной вызывает методическую погрешность дистанционной передачи. Эта ошибка с учетом трения и несовершенства конструкции элементов дистанционной передачи может достигать 1,5—2°. Для уменьшения методической погрешности дистанционной передачи круговые потенциометры делают с неравномерной намоткой так, чтобы токи в катушках лагометра изменялись по синусоидальному закону.

Самобалансирующиеся дистанционные передачи часто называют мостовыми передачами, так как воспринимающий элемент передачи (гальванометр или вольтметр) включается в таких системах в диагональ моста, образованного потенциометрами датчика $R_д$ (рис. 23-35, *а*) и приемника $R_п$.



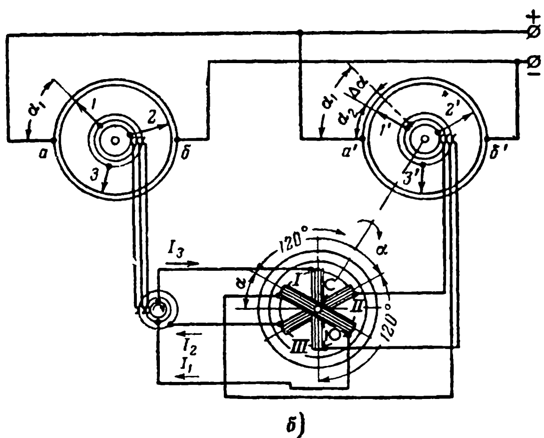


Рис. 23-35. Схемы самобалансирующихся дистанционных передач на постоянном токе.

а — с ограниченным углом поворота; *б* — с неограниченным углом поворота.

При этом стрелка индикаторного прибора выполняет роль контакта, скользящего по обмотке потенциометра воспринимающего устройства.

При разбалансе моста, что будет иметь место, когда щетки потенциометров датчика и указателя будут занимать неодинаковые положения, через индикаторный прибор (гальванометр) будет протекать ток. Вращающий момент, создаваемый рамкой гальванометра, в этом случае переместит щетку *2* в сторону уменьшения рассогласования с положением щетки *1* настолько, что положения щеток *1* и *2* будут одинаковыми. При этом токи через гальванометр, а следовательно, и вращающий момент становятся равными нулю.

Всякий раз с поворотом оси датчика и перемещением его щетки будет перемещаться щетка воспринимающего устройства. Если размеры потенциометров одинаковы и их обмотки намотаны идентично, то смеще-

ния обеих щеток передачи будут одинаковыми.

В пределах небольших углов рассогласования ($\Delta\alpha$) связь между величинами тока через гальванометр и углом рассогласования определяется следующим выражением:

$$I_{пр} = K_{п.д} \Delta\alpha, \qquad (23\text{-}19)$$

где $K_{п.д}$ — коэффициент, определяющий чувствительность дистанционной передачи к углу рассогласования. Этот коэффициент определяется через параметры передачи из следующего соотношения:

$$K_{п.д} = \frac{I_{пр}}{\Delta\alpha} = -\frac{E}{2\alpha_0 R_{пр} + \alpha_0 R\left[1 - \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_0}\right)^2\right]}. \qquad (23\text{-}20)$$

Знак минус в правой части берется потому, что углы смещения щеток в потенциометрах датчика и воспринимающего устройства отсчитываются в разных направлениях.

Из анализа приведенного выражения следует, что чувствительность передачи изменяется с изменением угла поворота щеток α_1. Она оказывается минимальной в нулевом положении ($\alpha_1 = 0$):

$$K_{п.д.мин} = -\frac{E}{\alpha_0 (2R_{пр} + R)} \qquad (23\text{-}21)$$

и наибольшей $K_{п.д.макс} = -\frac{E}{2\alpha_0 R_{пр}}$ в крайних положениях $\alpha_1 = \alpha_0$.

Недостатком рассмотренной простейшей самобалансирующейся дистанционной передачи является ограниченность передаваемых ею углов поворота ($\alpha_2 \leqslant 360°$).

На рис. 23-35, *б* приведена схема самобалансирующейся дистанционной передачи, обеспечивающая передачу неограниченного угла вращения. В систему передачи входят два одинаковых круговых потенциометра, имеющих по три токосъемных щетки, расположенных под углом 120° друг к другу. Оба потенциометра питаются от общего источника постоянного напряжения. Питание к каждому из потенциометров подводится к двум точкам *а*, *б* и *а'*, *б'*, расположенным на диаметрально противоположных сторонах обмоток. На приемной стороне в качестве воспринимающего устройства используется трехкатушечный лагометр. Каждая из катушек лагометра включена в электрическую цепь между одной из пар щеток *1—1'*, *2—2'* и *3—3'* обоих потенциометров.

Катушки лагометра механически скреплены между собой и со щетками потенциометра воспринимающей стороны и образуют подвижную систему лагометра. Когда щетки обоих потенциометров расположены одинаково $\alpha_1 = \alpha_2$, то угол рассогласования между положением щеток датчика и подвижной системы лагометра равен нулю ($\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2 = 0$). При этом разность потенциалов между щетками *1—1'*, *2—2'* и *3—3'* также равна нулю и ток во всех катушках лагометра отсутствует. При появлении рассогласования ($\Delta\alpha$), вызываемого поворотом оси датчика, через катушки лагометра потекут соответствующие возникшему рассогласованию токи. Появится вращающий момент, который повернет подвижную систему лагометра и устранит рассогласование. Следовательно, щетки лагометра будут всегда поворачиваться синфазно со щетками задающего потенциометра.

Самобалансирующиеся дистанционные передачи работают в режиме нулевых токов в рамках воспринимающих приборов (гальванометры и лагометры), поэтому размеры токонесущих деталей и элементов передачи могут выполняться малогабаритными. Передачи этого типа обладают в сравнении с передачами небалансного типа более высокой точностью и чувствительностью. Они успешно применяются в маломощных следящих системах.

Дистанционные передачи переменного тока

Наиболее широкое применение в технике находят два вида дистанционных передач переменного тока: *сельсинная и магнесинная*. Часто сельсинную передачу называют условно сельсинным датчиком, понимая под этим устройство, служащее для передачи на расстояние углов поворота задающей оси с применением электрического канала связи.

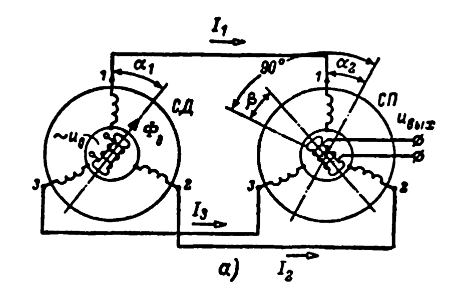
Сельсинная передача состоит из двух электрически связанных между собой сельсинов: сельсина-датчика и сельсина-приемника (рис. 23-36, *а*). По своей конструкции сельсин представляет собой электрическую машину переменного тока. Ее ротор имеет одну обмотку и выполняется с явно выраженными полюсами, а статор образует магнитопровод с неявно выраженными полюсами, на котором расположены под углом 120° друг к другу три обмотки, *1*, *2*, *3*, соединенные звездой. (Применяется и другая конструкция сельсинов, у которых одна обмотка укладывается на статоре с явно выраженными полюсами, а три — на роторе с неявно выраженными полюсами.) Другими своими концами катушки статоров (рис. 23-36, *а*) сельсина-датчика и сельсина-приемника соединяются трехпроводной линией.

Роторы сельсинов соединяются с валами, разность углов поворота которых необходимо измерить. Так, например, ротор сельсина-датчика соединяется с входной осью следящей системы регулирования, а вал сельсина приемника закрепляется жестко или же соединяется с выходной осью следящей системы. Питание переменным током подводится к роторной обмотке сельсина-датчика посредством пары колец и щеток.

Сельсинная передача может работать в двух режимах: трансформаторном и индикаторном. При работе в трансформаторном режиме входной величиной является разность углов поворота обоих роторов. Выход-

ной величиной при этом служит напряжение, снимаемое с роторной обмотки сельсина-приемника.

Работает сельсинная передача следующим образом. При пропускании переменного тока через роторную катушку сельсина-датчика ею будет создаваться пульсирующий по величине магнитный поток Φ, вектор



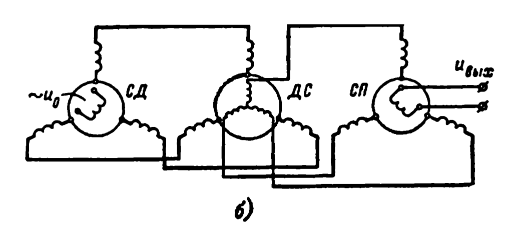


Рис. 23-36. Сельсинные передачи.

а — обычная; *б* — дифференциальная; *1*, *2* и *3* — катушки статора.

которого будет направлен вдоль оси полюсов ротора. В том случае, если ось ротора сельсина-датчика повернута на угол α_1 относительно одной из катушек статорной обмотки (рис. 23-36, *а*), в трех катушках статора, имеющих равное число витков, наведутся синфазные э. д. с., амплитудные значения которых равны:

$$E_1 = E_m \cos \alpha_1;$$

$$E_2 = E_m \cos(120 + \alpha_1);$$

$$E_3 = E_m \cos(240 + \alpha_1),$$

где E_1, E_2 и E_3 — амплитудные значения э. д. с., наводимых в соответствующих катушках статора;

E_m — амплитудное значение э. д. с., наводимой в катушке статора в том случае, когда ось полюсов ротора совпадает с осью этой катушки статора ($\alpha_1 = 0$).

Если параметры всех трех статорных катушек одинаковы, то э. д. с. E_1, E_2 и E_3 вызовут в этих катушках соответственно токи I_1, I_2 и I_3:

$$I_1 = \frac{E_1}{Z};\ I_2 = \frac{E_2}{Z};\ I_3 = \frac{E_3}{Z},$$

где Z — сумма полных сопротивлений двух статорных катушек: катушки сельсина-датчика и соединенной с нею катушки сельсина-приемника.

Поскольку токи в одноименных фазных катушках статоров одинаковы, то результирующее магнитное поле, создаваемое статорной обмоткой сельсина-приемника, имеет такое же относительное направление, как и поле роторной катушки сельсина-датчика, т. е вектор магнитного поля статора сельсина-приемника образует с осью соответствующей катушки (в данном случае первой) такой же угол $\alpha_2 = \alpha_1$, как и ось ротора в сельсине-датчике.

Если ось полюсов ротора сельсина-приемника совпадает с направлением результирующего вектора магнитного поля статора, то в катушке ротора сельсина-приемника будет наводиться максимальная э. д. с. Следовательно, при разности относительных углов поворота ротора, отсчитываемых от осей соединенных статорных катушек, равной нулю, напряжение на выходе сельсина-датчика максимально. При разности относительных углов поворота роторов, равной $\pi/2$ (ось полюсов ротора сельсина-приемника перпендикулярна результирующему вектору магнитного поля статора), напряжение на выходе сельсина-приемника равно нулю. Такое положение ротора называется нейтральным.

В системах стабилизации и следящих системах разность относительных углов поворота $\Delta\alpha$ (рис. 23-34, *а*) удобно отсчитывать от нейтрального положения ($\Delta\alpha = \beta$). В этом случае напряжение на зажимах роторной обмотки сельсина-приемника пропорционально минусу угла рассогласования

$$u_{\text{вых}} = K \sin \Delta\alpha. \qquad (23\text{-}22)$$

При малых углах рассогласования

$$u_{\text{вых}} = K\,\Delta\alpha, \qquad (23\text{-}23)$$

где K — чувствительность сельсинной передачи, *в/град*.

Чувствительность системы может быть повышена за счет установки редуктора между валами следящей системы и роторами сельсинов.

Если ротор сельсина-приемника затормозить в некотором положении, то по величине выходного напряжения можно судить об угле поворота ротора сельсина-датчика относительно заторможенного положения ротора сельсина-приемника. Изменение направления поворота ротора сельсина-датчика сопровождается изменением фазы выходного напряжения. Поэтому фиксировать направление относительного поворота роторов сельсина-датчика можно с помощью фазовых дискриминаторов.

Выходное напряжение нагруженного сельсина-датчика в установившемся режиме определяется следующим выражением:

$$u_{вых} = \frac{Z_н}{Z_{вых} + Z_н} K \sin \Delta\alpha, \quad (23\text{-}24)$$

где $Z_{вых}$ — внутреннее сопротивление сельсина-датчика;

$Z_н$ — сопротивление датчика нагрузки.

На роторы сельсина-датчика и сельсина-приемника (с явно выраженными полюсами) действует момент, стремящийся установить оси полюсов роторов по магнитному потоку, т. е. устранить относительный поворот роторов сельсинной системы.

В случае, если выход сельсина-приемника нагружен, появляется дополнительный момент, направленный также в сторону согласования. Сумма двух указанных моментов образует так называемый *синхронизирующий момент* сельсинов. Этот момент максимален при $\Delta\alpha=0$ и обращается в нуль при $\Delta\alpha=90$ или 270°.

При работе сельсина-датчика в трансформаторном режиме синхронизирующий момент оказывается малым. Если роторную обмотку сельсина-приемника подключить не к нагрузке а к тому же источнику питания, куда подключена и роторная обмотка сельсина-датчика, то синхронизирующий момент оказывается значительно большим. Такой режим работы называют индикаторным. Под действием синхронизирующего момента ротор сельсина-приемника поворачивается в соответствии с поворотом ротора сельсина-датчика.

Индикаторный режим работы сельсинов используется для дистанционной передачи показаний приборов, а более мощные сельсины могут применяться в этом режиме для дистанционного управления.

Во многих практических случаях необходимо изменять нулевое положение сельсина-датчика. Для выполнения этого условия используются так называемые *дифференциальные сельсины* (ДС).

В дифференциальном сельсине ротор и статор имеют трехфазные обмотки. Роторы таких сельсинов имеют неявно выраженные полюсы. Питание обмоток производится посредством включения трех колец и щеток.

Схема включения дифференциального сельсина показана на рис. 23-36, *б*. Статорная обмотка соединяется трехпроводной линией со статорной обмоткой сельсина-датчика, а роторная — со статорной обмоткой сельсина-приемника. Вал ротора дифференциального сельсина соединяется с выходной осью приспособления или устройства, служащего для задания нулевого положения.

Момент трения, создаваемый за счет трения токоподводящих щеток о контактные кольца, является существенным недостатком, не позволяющим вращать сельсины с помощью чувствительных элементов (например, магнитоэлектрических приборов).

В настоящее время широко применяются *бесконтактные сельсины*, в которых ротор имеет Z-образную форму (рис. 23-37, *а*). Он выполнен из мягкой стали. Ось ротора проходит через центр неподвижной катушки, питаемой переменным током. Магнитный поток, создаваемый этой катушкой, проходя через ось и лепестки ротора, замыкается

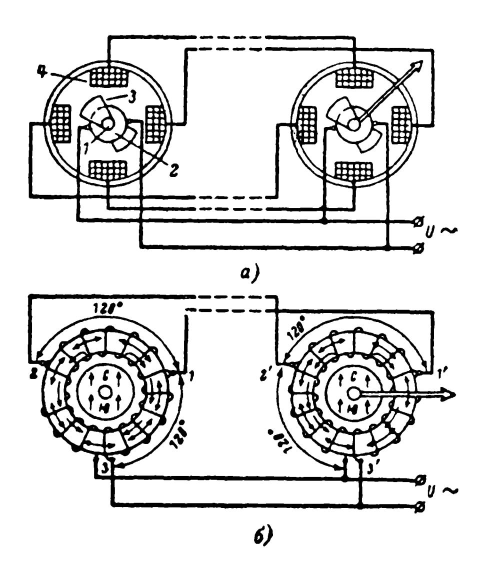


Рис. 23-37. Схемы бесконтактных дистанционных передач.

а — сельсинной (*1* — ротор; *2* — катушка; *3* — лепестки ротора, *4* — статорные катушки); *б* — магнесинной.

по стальным кольцам, пересекая при этом витки статорных катушек. Направление магнитного поля определяется формой и направлением лепестков ротора. При повороте ротора в пространстве будут изменяться величины э. д. с., наводимых в катушках статорной обмотки. Таким образом, бесконтактный сельсин будет работать так же, как и сельсин с контактной парой. Бесконтактные сельсины могут выполняться с очень незначительными моментами трения.

Магнесинная дистанционная передача является *системой индукционной синхронной связи*, включающей два одинаковых по конструкции магнесина-датчика и приемника, соединенных линией связи. На рис. 23-37, *б* приведена схема магнесинной передачи. Эта система дистанционной передачи отличается простотой своей конструкции, ввиду чего она получила значительно большее распространение, чем, например, дистанционная передача с неконтактными сельсинами.

Каждый из магнесинов представляет собой кольцо, набранное из листов пермаллоя, на котором равномерно по окружности намотана статорная обмотка, имеющая отводы. Два отвода, отстоящие от концов обмотки на ±120° у приемного и передающе-

го магнесинов, соединены проводами линии связи. Конца обмоток обоих сельсинов присоединяются к источнику переменного напряжения с частотой 400—500 *гц*. Подвижным элементом каждого из магнесинов передачи служит цилиндрический постоянный магнит, устанавливаемый на опорах внутри сердечника.

Если предположить, что постоянного магнита в сердечнике нет, то напряжение питания, подводимое к обмоткам магнесинов, будет делиться на три равные части. Магнитный поток, образуемый обмоткой, в каждом из магнесинов будет замыкаться только по сердечнику. С внесением постоянного магнита в сердечник в обмотках магнесинов, кроме синусоидальной составляющей тока, появляется постоянная составляющая и составляющая удвоенной частоты. Это объясняется тем, что магнитный поток постоянного магнита, замыкающийся по сердечнику статора, в этом случае будет переменным по величине и вызовет соответствующие э. д. с. в обмотках. При одинаковых положениях роторов датчика и приемника наводимые э. д. с. в соответственных фазных обмотках *1—1′*, *2—2′* и *3—3′* будут равными по величине и противоположными по направлению. В результате уравнительных токов не будет. В случае, когда ротор датчика повернут на некоторый угол относительно ротора приемника, равновесие э. д. с. двойной частоты будет нарушено. При этом появятся уравнительные токи. Разностный переменный магнитный поток двойной частоты, который замыкается через постоянный магнит, создаст в приемном магнесине вращающий момент. Этот момент будет стремиться привести ротор приемника в положение, одинаковое с ротором датчика. Точность дистанционных магнесинных передач достигает от $\pm 1{,}5$ до $\pm 2{,}5°$.

23-5. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

С помощью функциональных устройств обеспечивается воспроизведение заданной нелинейной функции одного или нескольких переменных. Функциональные устройства в системах автоматики и вычислительной техники используются для:

выполнения математических операций с механическими величинами;

преобразования механической величины в функционально связанную электрическую величину;

выполнения математических операций с электрическими величинами.

Функциональные потенциометры

Функциональные потенциометры являются наиболее распространенными простейшими функциональными устройствами электромеханического типа. Выходное напряжение потенциометра $u_{вых}$ изменяется по закону заданной функции $f(x/l)$ от величины механического перемещения подвижного контакта (рис. 23-38, *а*)

$$u_{вых} = Ef\left(\frac{x}{l}\right), \qquad (23\text{-}25)$$

где x — линейное перемещение подвижного контакта;
l — общая длина обмотки сопротивления.

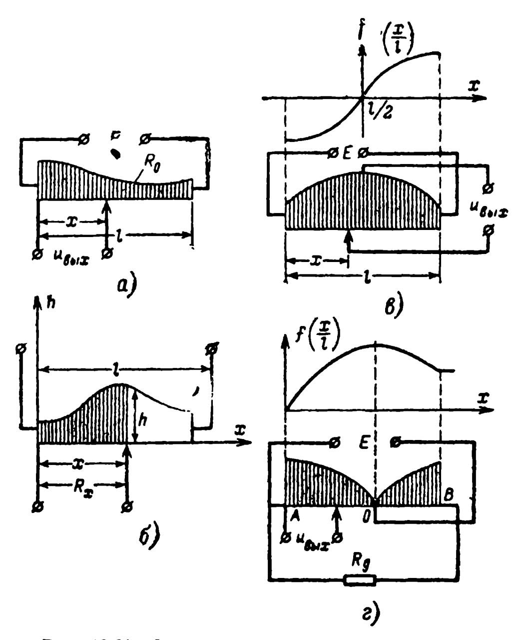


Рис. 23-38. Функциональные потенциометры.

а — схема; *б* — к расчету высоты каркаса потенциометра; *в* — потенциометр для воспроизведения знакопеременной функции; *г* — потенциометр для воспроизведения немонотонной функции.

Для обеспечения заданной зависимости выходного напряжения от перемещения движка у ненагруженного потенциометра необходимо, чтобы сопротивление R_x участка x потенциометра (рис. 23-38, *б*) изменялось по аналогичному закону

$$R_x = R_0 f\left(\frac{x}{l}\right).$$

При равномерной намотке проволоки на каркас потенциометра требуемая зависимость изменения сопротивления R_x будет достигнута, если высота каркаса h с перемещением движка будет изменяться по закону

$$h = \frac{R_0 d}{2\rho_0 l} f'\left(\frac{x}{l}\right), \qquad (23\text{-}26)$$

т. е. прямо пропорционально производной от воспроизводимой функции. В этом выражении d — диаметр проволоки, а ρ_0 — ее удельное сопротивление.

В случае, если выход потенциометра нагружен, для воспроизведения заданной функции выходного напряжения сопротивление R_x (участка потенциометра x) при смещении движка должно изменяться по более сложному закону

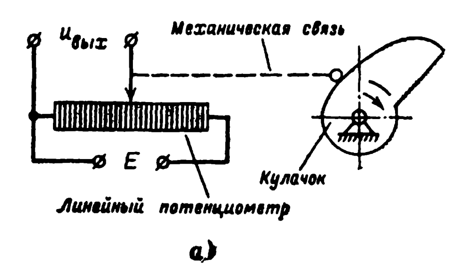
$$R_x=\frac{2R_0 f\left(\frac{x}{l}\right)}{\sqrt{\left[\frac{R_0}{R_н} f\left(\frac{x}{l}\right)-1\right]^2+\frac{4R_0}{R_н}f^2\left(\frac{x}{l}\right)}-\left[\frac{R_0}{R_н} f\left(\frac{x}{l}\right)-1\right]}. \qquad (23\text{-}27)$$

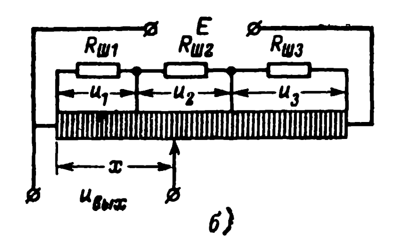
Функциональные потенциометры применяются для воспроизведения знакопеременных и немонотонных функций. На рис. 23-38, *в* приведена схема для воспроизведения монотонной функции, проходящей через нуль. В этом случае выходом потенциометра служат подвижный контакт и средняя точка намотки потенциометра. Другая схема потенциометра (рис. 23-38, *г*) позволяет получить немонотонную зависимость выходного напряжения от смещения подвижного контакта. За счет включения добавочного сопротивления $R_д$ обеспечивается воспроизведение значения функции $f(x/l_{макс})$ на участке обмотки OB.

Для реализации нелинейной зависимости могут применяться линейные потенциометры. На рис. 23-39, *а* приведена схема нелинейного преобразователя угла поворота некоторого вала в напряжение с применением линейного потенциометра и кулачка, обеспечивающего неравномерное перемещение подвижного контакта. Необходимый закон движения контакта достигается подбором формы кулачка.

Для воспроизведения нелинейных зависимостей широко используются линейные потенциометры с постоянными сопротивлениями, шунтирующими отдельные участки обмотки потенциометра (рис. 23-37, *б*). Число шунтирующих сопротивлений определяется характером функциональной зависимости и потребной точностью ее воспроизведения. Чем меньше должна быть ошибка воспроизведения, тем больше шунтов необходимо.

Расчет длин участков l_i, на которые необходимо разбить весь интервал изменения x, производится обычно графичееким способом. При этом по обе стороны графика заданной функции на расстоянии, равном допустимой погрешности δ, проводят две кривые (рис. 23-39, *в*). Между этими кривыми вписывается ломаная линия, состоящая из возможно меньшего числа прямолинейных отрезков, не выходящих за пределы пунктирных линий. Если ломаная линия построена таким образом, то ошибка аппроксимации во всем диапазоне изменения аргумента не будет превосходить максимально допустимого значения δ. Напряжение на выходе шунтированного по участкам потенциометра будет изменяться в зависимости от перемещения x движка по закону ломаной линии, которая аппроксимирует заданную функцию $f(x)$.





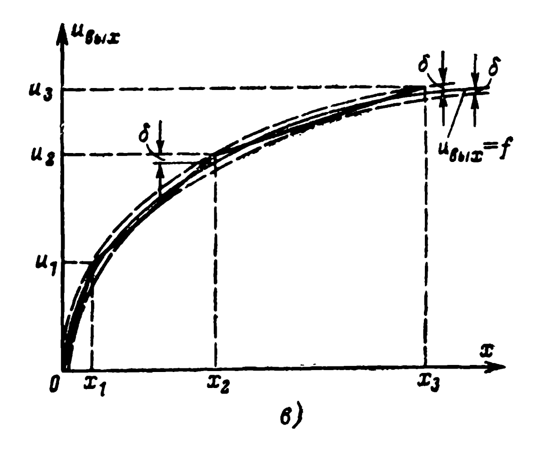


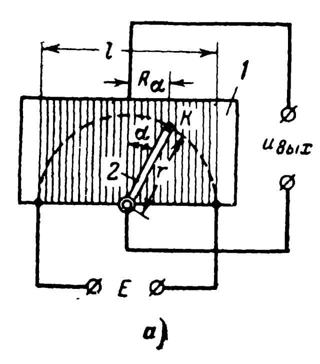
Рис. 23-39. Использование линейных потенциометров для воспроизведения нелинейной зависимости.

а — с применением кулачковой передачи; *б*—с применением шунтирующих резисторов; *в* — к расчету шунтирующих резисторов.

Шунтированные потенциометры позволяют воспроизводить монотонные функции двух независимых переменных $Z=f(x, y)$. В таких случаях вместе с перемещением подвижного контакта потенциометра, положение которого характеризуется текущим значением одной переменной x, изменяется в соответствии с изменением другой переменной y сопротивление шунтов.

Устройства для воспроизведения тригонометрических функций

Для воспроизведения тригонометрических функций наиболее широкое применение нашли *синусно-косинусные потенциометры* и *вращающиеся трансформаторы*. Входной величиной указанных преобразователей является угол поворота — в первом случае



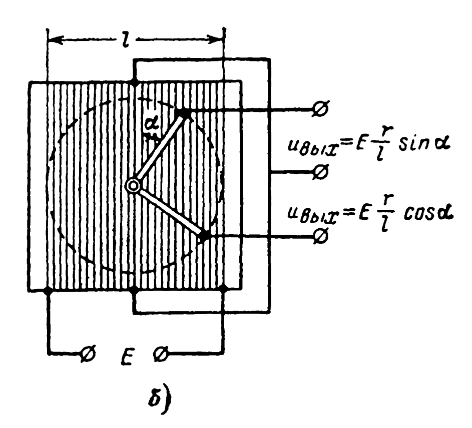


Рис. 23-40. Синусно-косинусные потенциометры.
а — с одним подвижным контактом; *б* — с двумя подвижными контактами.

подвижного контакта потенциометра, а во втором — оси ротора.

С выхода обоих типов устройств снимается напряжение, отображающее воспроизводимую функцию.

Синусно-косинусные потенциометры. Функции синуса и косинуса наиболее часто воспроизводятся с помощью линейных потенциометров, намотанных на прямоугольных каркасах с равномерной намоткой и неравномерным движением контакта. Потенциометр подобного типа (рис. 23-40, *а*) состоит из каркаса с намоткой *1* и вращающего движка *2* с контактом *K*. Последний располагается на расстоянии r от оси вращения.

Если движок находится в вертикальном положении, то напряжение на выходе потенциометра равно нулю. С отклонением движка на угол α выходное напряжение $u_{вых}$ равно падению напряжения на сопротивлении R_α:

$$R_\alpha = \frac{R_0 x}{l}, \qquad (23\text{-}28)$$

где R_0 — сопротивление обмотки потенциометра.

$x = r \sin\alpha$ — абсцисса точки K.

Иначе,

$$R_\alpha = \frac{R_0 r}{l} \sin\alpha. \qquad (23\text{-}29)$$

Из последнего выражения следует, что сопротивление R_α с поворотом движка потенциометра изменяется по синусоидальному закону. Величина выходного напряжения для ненагруженного потенциометра в зависимости от величины угла α поворота движка будет определяться соотношением

$$u_{вых} = E \frac{r}{l} \sin\alpha. \qquad (23\text{-}30)$$

В случае, если угол α отсчитывать не от вертикальной, а от горизонтальной оси, выходное напряжение будет пропорционально косинусу угла α.

Часто вместо одного подвижного контакта в подобных потенциометрах используют два, располагая их на двух взаимноперпендикулярных движках (рис. 23-40, *б*). Такое устройство позволяет одновременно получать два выходных напряжения. Одно из них пропорционально синусу угла α поворота оси потенциометра, а другое пропорционально косинусу того же угла.

В синусно-косинусных потенциометрах трудно крепить витки обмотки при большой высоте каркаса, что является их конструктивным недостатком. Они, кроме того, обладают сравнительно низкой точностью при углах, близких к 90°, из-за ступенчатости изменения сопротивления при повороте подвижного контакта.

Зона нечувствительности $\Delta\alpha_0$ в синусно-косинусном потенциометре определяется из выражения

$$\Delta\alpha_0 = 57{,}3 \sqrt{\frac{2d}{r}} \; [\textit{град}],$$

где d — диаметр проволоки.

Так, например, при $d = 0{,}05$ *мм* и $r = 30$ *мм* $\Delta\alpha_0 = 3{,}3°$.

Тангенсно-котангенсные потенциометры. Схема электромеханического устройства для воспроизведения функции тангенса и котангенса приведена на рис. 23-41. В это устройство входят линейный потенциометр *2* и щетка *1*, вращающаяся вокруг оси *O*. Ось вращения удалена от потенциометра на расстояние b. Если прямая OF перпендикулярна к оси сопротивления, то при повороте щетки *1* на угол α от прямой OF величина выходного напряжения может быть определена по формуле

$$u_{вых} = E\frac{x}{l},$$

где

$$x = b\operatorname{tg}\alpha.$$

Поэтому

$$u_{вых} = E\frac{b}{l}\operatorname{tg}\alpha. \qquad (23\text{-}31)$$

При отсчете угла α от оси потенциометра выходное напряжение будет пропорционально котангенсу угла поворота щетки.

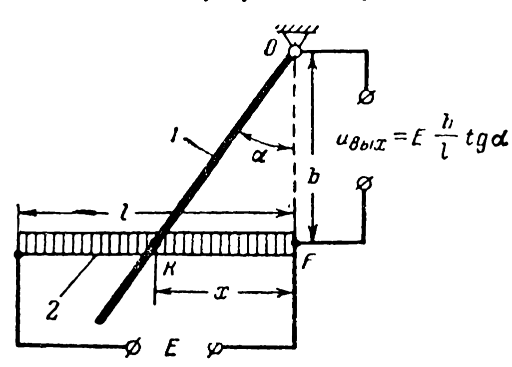


Рис. 23-41. Тангенсно-котангенсный потенциометр.

Существенным недостатком тангенсно-котангенсных потенциометров является их большая погрешность с увеличением угла α (рис. 23-41).

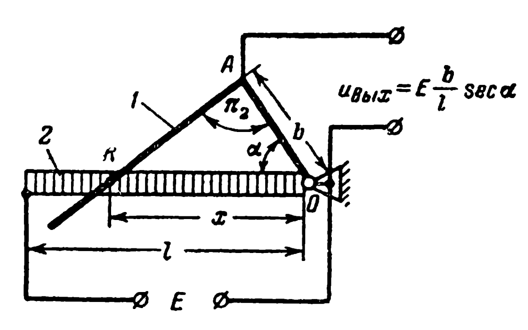


Рис. 23-42. Секансный потенциометр.

На рис. 23-42 приведена схема *секансного потенциометра*. Сопротивление *2* потенциометра линейно и с равномерной намоткой провода. Щетка *1* выполнена в виде прямой *AK*, вращающейся относительно точки *O* и удаленной от нее на расстояние *b*. Выходное напряжение такого потенциометра в зависимости от угла поворота α будет изменяться в следующем соотношении:

$$u_{вых} = E\frac{x}{l},$$

но так как $x = b\sec\alpha$, то

$$u_{вых} = E\frac{b}{l}\sec\alpha. \qquad (23\text{-}32)$$

При больших углах α секансный потенциометр дает существенные ошибки. В пределах же $\alpha = 0 \div 40°$ функция секанса воспроизводится с ошибкой, не превышающей 1%.

Вращающийся трансформатор

Этот прибор представляет собой устройство, состоящее из двух индуктивно связанных между собой обмоток (рис. 23-43, *а*). Одна из этих обмоток — роторная, может поворачиваться относительно другой обмотки. Первичная неподвижная обмотка располагается на статоре. Если ее подключить к источнику переменного напряжения u_0, то во вторичной обмотке будет наводиться э. д. с., величина которой зависит от взаимного положения обмоток.

Эта зависимость без учета влияния реакции тока нагрузки, протекающего по роторной обмотке, определяется следующим соотношением:

$$u_{вых} = U_0\frac{W_2}{W_1}\sin\alpha, \qquad (23\text{-}33)$$

где W_1, W_2 — количество витков соответственно первичной и вторичной обмоток.

Если отсчет угла α производить от горизонтальной оси, то амплитуда выходного напряжения, снимаемого с зажимов роторной обмотки, будет пропорциональна косинусу угла α.

С увеличением нагрузки, подключаемой к выходу вращающегося трансформатора, синусоидальная форма выходного напряжения искажается и нарушается приведенная выше зависимость этого напряжения от угла поворота роторной обмотки.

Для ликвидации искажений выходного напряжения составляющая магнитного потока, возникающего под действием тока нагрузки, компенсируется. Такая компенсация называется симметрированием вращающегося трансформатора.

Наиболее распространенным методом симметрирования является использование двух статорных катушек, расположенных перпендикулярно друг к другу (рис. 23-43, *б*). Одна из обмоток статора (W_1) питается от источника переменного напряжения, другая же (W'_1) нагружается некоторым сопротивлением Z'_1. В обмотке W'_1 за счет индукции наводится э. д. с. и протекает ток.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой W'_1, взаимодействует с магнитным потоком обмотки W_2. При правильно подобранном сопротивлении Z'_1 указанные потоки будут взаимно компенсироваться. Вследствие этого даже при значительной нагрузке вращающего трансформатора его выходное напряжение не будет искажено.

Симметрирование с применением двух статорных катушек называется первичным симметрированием. Часто используется так называемое вторичное симметрирование, при котором ротор имеет две взаимно перпендикулярные обмотки (рис. 23-43, *в*), подключаемые к равным нагрузкам ($Z=Z'_н$). В этом случае результирующий боковой

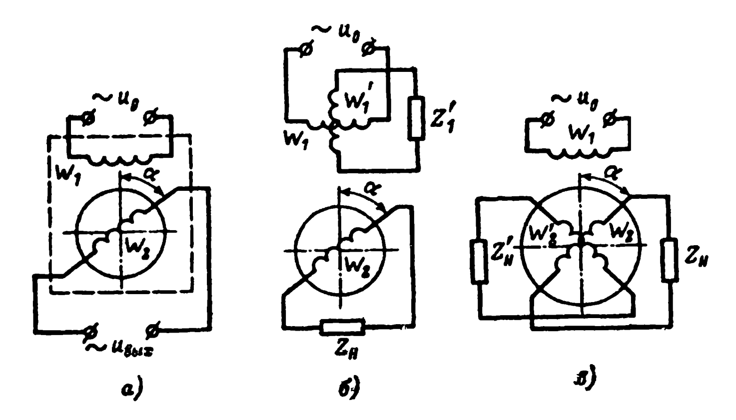


Рис. 23-43. Схемы вращающихся трансформаторов.
а — без симметрирования; *б* — с первичным симметрированием; *в* — со вторичным симметрированием.

магнитный поток, образуемый за счет протекания токов нагрузки через катушки ротора, оказывается равным нулю.

Вращающийся трансформатор с двухобмоточным ротором позволяет получить два выходных напряжения, пропорциональных синусу и косинусу угла поворота ротора

$$u_{вых} = U_0 \frac{W_2}{W_1} \sin\alpha; \quad u'_{вых} = U_0 \frac{W'_2}{W_1} \cos\alpha.$$

Для увеличения точности воспроизведения синусно-косинусных функций в виде выходных напряжений часто применяют двустороннее симметрирование, при котором как на статоре, так и на роторе имеется по две взаимно перпендикулярных обмотки. Включаются они так же, как это показано на рис. 23-43, *б*, *в*. Современные вращающиеся трансформаторы воспроизводят выходное напряжение как функцию угла поворота оси ротора с ошибкой порядка 1% от максимального значения выходного напряжения.

23-6. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ

Электромеханические устройства в вычислительной технике наиболее часто используются для суммирования, умножения и деления скалярных величин, а также в качестве дифференцирующих и интегрирующих устройств.

Сложение скалярных величин

В операциях сложения скалярных величин применяются обычно мостовые и потенциометрические устройства.

На рис. 23-44, *а* приведена схема моста на резисторах для выполнения операции сложения.

Резисторы R_1 и R_2 постоянные, резистор R_2 состоит из n последовательно включенных линейных переменных резисторов, R_3 — переменный линейный резистор.

В измерительную диагональ моста включен нуль-индикатор.

На приведенной схеме обозначены через $x_{21}, x_{22}, \ldots, x_{2n}, x_3$ координаты движков резисторов, а через $l_{21}, l_{22}, \ldots, l_{2n}, l_3$ — полные длины обмоток резисторов $R_{21}, R_{22}, \ldots, R_{2n}, R_3$. Для переменных резисторов в зависимости от значения положения (координаты) движка будут справедливы соотношения:

$$R'_{2i} = \frac{R_{2i}}{l_{2i}} x_{2i} = K_{2i} x_{2i};$$

$$R'_3 = \frac{R_3}{l_3} x_3 = K_3 x_3,$$

где $i=1, 2, \ldots, n$; $K_{2i}=R_{2i}/l_{2i}$; $K_3=R_3/l_3$.

Из условия равновесия моста можно записать $R'_3=\frac{R_4}{R_1}R_2$, но так как $R_2=R'_{21}+$ $+R'_{22}+\ldots+R'_{2n}$, то

$$R'_3=\frac{R_4}{R_1}\left(R'_{21}+R'_{22}+\cdots+R'_{2n}\right)=\frac{R_4}{R_1}\sum_{i=1}^{n} R_{2i}.$$

Величины переменных резисторов могут быть заменены в полученном выражении перемещениями движков

$$x_3 = \frac{R_4}{R_1 K_3}(K_{21}x_{21} + K_{22}x_{22} + \cdots + K_{2n}x_{2n}).$$

При условии, что $K_{21}=K_{22}=...=K_{2n}=K_3$ и $R_1=R_4$, можно написать:

$$x_3=\sum_{i=1}^{n} x_{2i}. \qquad (23\text{-}34)$$

Из последнего соотношения следует, что суммарное перемещение всех движков резисторов, входящих в плечо моста R_2, при балансе моста равно перемещению движка резистора R_3. Следовательно, по положению движка резистора R_3 в момент баланса моста можно определить суммарное перемещение движков резисторов R_{21}, R_{22}, ..., R_{2n}. В этом и заключается операция сложения.

Рассмотренная мостовая схема позволяет суммировать, по существу, величины сопротивлений и связанных с движками этих сопротивлений перемещений механических элементов. При этом может выполняться суммирование величин (механических перемещений) только постоянного знака. Это объясняется тем, что начало отсчета координат x_{2i} и x_3 принято в крайних положениях движков резисторов. В случае, если отсчет смещений движков производить от средних точек резисторов R_{2i} и R_3 (баланс моста перед началом измерений достигается при нахождении движков R_{2i} и R_3 в средних точках резисторов), рассмотренная схема позволяет производить суммирование знакопеременных величин.

Ввод слагаемых в суммирующую схему может производиться вручную или автоматически. Результат сложения получают обычно автоматически с использованием следящей системы на рис. 23-44, *б*, в которую входят сервомотор и усилитель, подключаемый входом в измерительную диагональ суммирующего моста.

Ротор мотора через редуктор механически связан (связь показана на схеме пунктирной линией) с подвижным контактом (движком) сопротивления R_3. В процессе операции суммирования, когда изменяется положение движков резисторов R_{21}, R_{22}, ..., R_{2n}, происходит разбалансировка мостовой схемы. На входе усилителя появляется сигнал рассогласования, который после усиления воздействует на сервомотор. Ротор сервомотора приходит во вращение и перемещает движок потенциометра R_3. Направление вращения ротора выбирается таким, чтобы с перемещением движка уменьшалась степень разбалансировки моста. Сервомотор будет вращаться до тех пор, пока мост не сбалансируется. По положению движка резистора R_3 в этом случае можно отсчитать суммарное перемещение движков сопротивлений R_{21}, R_{22}, ..., R_{2n}.

Для сложения скалярных величин широко используются потенциометрические схемы, которые позволяют в отличие от мостовых схем суммировать не сопротивления, а напряжения.

На рис. 23-45, *а* приведена схема потенциометрического сумматора величин x_1 и x_2. Сопротивления потенциометров R_1 и R_2 в этой схеме включены последовательно в

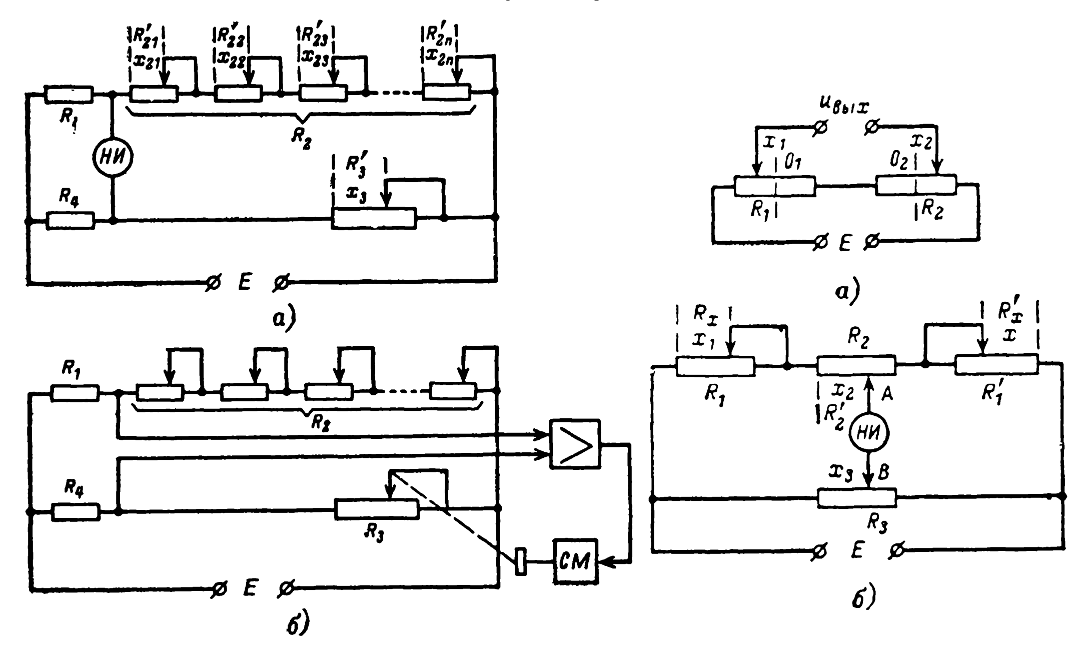


Рис. 23-44. Мостовые схемы сложения.
а — с ручной отработкой результата; *б* — с автоматической отработкой результата.

23-45. Схемы потенциометрических устройств сложения.
а — простейшая из двух потенциометров, включенных последовательно; *б* — мостовая.

цепь источника питания (источник может быть постоянного и переменного напряжения). Начало отсчета перемещений движков выбирается в средних точках потенциометров. При этом суммируемые перемещения x_1 и x_2 могут быть знакопеременными.

Выходное напряжение такого суммирующего устройства $u_{вых}$ определяется из следующего соотношения:

$$u_{вых} = \frac{E}{2} + \frac{KE}{R_1+R_2}(x_1 + x_2),$$

где

$$K = \frac{R_1}{l_1} = \frac{R_2}{l_2}. \qquad (23\text{-}35)$$

В правой части приведенного выражения имеются два слагаемых, одно из них $E/2$ не зависит от суммируемых перемещений, а второе $\frac{KE}{R_1+R_2}(x_1 + x_2)$ пропорционально сумме двух величин x_1 и x_2.

К недостаткам подобного суммирующего устройства относятся зависимость точности отсчета результата суммирования от стабильности напряжения источника питания и необходимость компенсации выходного напряжения на величину $E/2$, не зависящую от суммируемых величин. Помимо того, в рассмотренном потенциометрическом суммирующем устройстве нельзя применить простую систему автоматического суммирования, так как потенциалы точек подвижных контактов изменяются в зависимости от значений суммируемых величин x_1 и x_2.

Применяются потенциометрические мостовые суммирующие устройства, которые свободны от указанных выше недостатков. На рис. 23-45, *б* приведена схема одного из таких устройств, рассчитанных на суммирование двух переменных x_1 и x_2. Слагаемое x_1 вводится в схему путем одновременного перемещения движков двух равных по величине сопротивлений R_1 и R'_1 ($R_1 = R'_1$). Эти сопротивления включены в схему моста так, что при любом значении слагаемого x_1 сумма $R_x + R'_x = R_1$ остается неизменной. Второе слагаемое вводится в схему в виде перемещения x_2 движка потенциометра R_2. Балансировка моста производится перемещением x_3 движка потенциометра R_3.

При равновесии моста перемещения движков потенциометров, входящих в схему, связываются между собой следующим соотношением:

$$x_3 = K_{сх}(x_1 + x_2),$$

где $K_{сх} = K\frac{l_3}{R_1 + R_2}$ — масштабный коэффициент при условии, что

$$K = \frac{R_1}{l_1} = \frac{R_2}{l_2}. \qquad (23\text{-}36)$$

Из приведенного выражения следует, что перемещение x_3 пропорционально сумме перемещений x_1 и x_2 и не зависит от питающего напряжения, а следовательно, и стабильности последнего. Если элементы схемы моста выбрать так, что $R_1 = R_2$ и $l_1 = l_2 = l_3/2$, то масштабный коэффициент будет равен единице ($K_{сх} = 1$), следовательно, $x_3 = x_1 + x_2$.

Для суммирования с помощью подобного устройства знакопеременных напряжений необходимо отсчет этих перемещений производить от средних точек потенциометров. Сложение трех и более величин может производиться аналогичной потенциометрической мостовой схемой. При этом число двойных потенциометров, используемых в схеме, для сложения n скалярных величин должно быть равно $n—1$.

Умножение и деление

В качестве простейшего умножающего устройства в вычислительных машинах широко используется потенциометр. При этом потенциометр (рис. 23-46, *а*) питается напряжением, пропорциональным одному из сомножителей u_x, а его подвижный контакт с помощью следящей системы смещается на величину, пропорциональную второму сомножителю u_y. В результате выходное напряжение будет пропорционально произведению вида

$$u_{вых} = Ku_x u_y,$$

где u_x, u_y — перемножаемые величины;
K — масштабный коэффициент.

Подобные устройства обеспечивают умножение с точностью 0,1%.

Для умножения и деления применяются мостовые потенциометрические схемы. На рис. 23-44, *б* приведена мостовая схема для умножения двух величин, задаваемых в виде перемещения движков резисторов R_2 и R_4.

Из условия равновесия моста можно записать:

$$R'_3 = \frac{1}{R_1} R'_2 R'_4,$$

а для перемещений

$$x_3 = K_{сх} x_2 x_4,$$

где $K_{сх} = \frac{1}{R_1}\frac{K_2 K_4}{K_3}$ — масштабный коэффициент;

$$K_2 = R_2/l_2;\ K_3 = R_3/l_3;\ K_4 = R_4/l_4.$$

Величина масштабного коэффициента $K_{сх}$ путем подбора параметров элементов схемы моста может выбираться в широких пределах.

Произведение величин x_2x_4 получают в подобных схемах автоматически, путем перемещения движка потенциометра R_3 сервомотором, включенным через усилитель в измерительную диагональ мостовой схемы (рис. 23-46, *б*).

Рассмотренная мостовая схема может использоваться для деления одной величи-

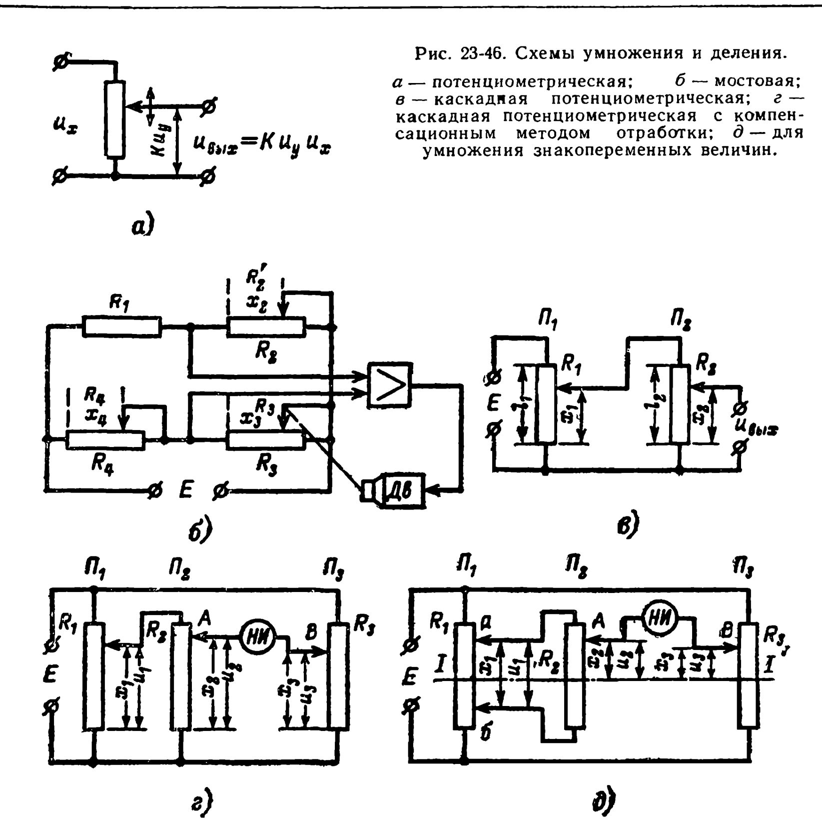


Рис. 23-46. Схемы умножения и деления.

а — потенциометрическая; *б* — мостовая; *в* — каскадная потенциометрическая; *г* — каскадная потенциометрическая с компенсационным методом отработки; *д* — для умножения знакопеременных величин.

ны на другую. Для этого делимая величина должна вводиться в виде перемещения x_3 движка потенциометра. Величина-делитель может быть введена в виде перемещения x_2 движка потенциометра R_2 или же x_4 движка потенциометра R_4. В первом случае получение частного производится перемещением x_4 движка потенциометра R_4:

$$R_4' = K_{сх}\frac{x_3}{x_2},$$

где $K_{сх} = R_1\frac{K_3}{K_2 K_4}$ — масштабный коэффициент;

$K_2 = R_2/l_2$; $K_3 = R_3/l_3$; $K_4 = R_4/l_4$.

Во втором случае (когда делитель вводится перемещением x_4 движка потенциометра R_4) частное получают перемещением x_2 движка потенциометра R_2:

$$R_2' = K_{сх}\frac{x_3}{x_4},$$

где $K_{сх}$ — масштабный коэффициент, имеющий то же значение, что и в первом случае.

Подобная мостовая схема может использоваться для одновременного умножения и деления, если сопротивление R_1 взять переменным и его движок перемещать в соответствии с некоторой величиной x_1.

К преимуществам рассмотренных схем относится их простота и независимость результатов вычислений от изменений питающего напряжения.

Потенциометрические мостовые схемы не позволяют производить умножения и деления знакопеременных величин и перемножения малых по абсолютному значению сомножителей, что является их существенным недостатком. Для перемножения скалярных величин, представляемых в виде некоторых перемещений, используются так называемые потенциометрические каскадные схемы. Число каскадов в схеме определяется количеством сомножителей. На рис. 23-46,*в* приведена двухкаскадная потенциометрическая схема устройства для перемножения двух величин: x_1 и x_2. В устройстве используются линейные потенциометры $П_1$ и $П_2$, выключенные так, что $П_2$ является нагрузкой $П_1$. Если $R_1 \ll R_2$, то можно считать, что потенциометр $П_1$ не нагружен и тогда напряжение на выходе последнего составит:

$$u_1 = E\frac{x_1}{l_1}.$$

Выходное же напряжение множительного устройства в этом случае определится из следующего уравнения:

$$u_{вых} = \frac{E}{l_1 l_2} x_1 x_2, \qquad (23\text{-}37)$$

т. е. будет пропорционально произведению перемещению движков потенциометров.

Недостатками такого вида перемножающих устройств являются зависимость точности результата перемножения от стабильности источника питающего напряжения, невозможность перемножения знакопеременных величин, а также то, что схема может работать только на высокоомную нагрузку.

На рис. 23-46, *г* представлена потенциометрическая каскадная схема с компенсационным способом отработки результата умножения. Отработка результата умножения перемещений x_1 и x_2 заканчивается тогда, когда потенциалы точек *А* и *В* будут равны, т. е. $u_2=u_3$. При этом

$$x_3=\frac{l_3}{l_1 l_2}x_1 x_2. \qquad (23\text{-}38)$$

Из последнего равенства следует, что смещение контакта потенциометра $П_3$ в некотором масштабе представляет произведение двух величин: x_1 и x_2.

Рассмотренная схема позволяет также делить знакопостоянные величины. В этом случае делимое задается перемещением движка потенциометра $П_3$, а делитель — в виде перемещения движка потенциометра $П_1$ ($П_2$). Частное определяется после отработки (балансировки схемы) по положению движка потенциометра $П_2$ ($П_1$).

На рис. 23-46, *д* приведена схема перемножения знакопеременных величин. В схеме $П_1$, $П_2$ и $П_3$ — линейные потенциометры. Потенциометр $П_1$ имеет два движка с контактами *а* и *б*. На рис. 23-46, *д* показаны положения контактов *а* и *б*, соответствующие одному знаку величины x_1. При другом знаке величины x_1 контакты *а* и *б* поменяются местами. Соответственно поменяется и знак напряжения u_1, питающего потенциометр $П_2$. Линия *I—I′* проведена через точки нулевых потенциалов. В зависимости от положений движков потенциометров $П_2$ и $П_3$ относительно линии *I—I′* знаки величин x_2 и x_3 могут быть положительными или отрицательными.

Перемножаемые величины x_1 и x_2 задаются в виде перемещений движков потенциометров $П_1$ и $П_2$. Результат умножения определяется после балансирования схемы по положению движка потенциометра $П_3$, когда потенциал точки *А* равен потенциалу точки *В*. При этом выполняется соотношение

$$x_3=\frac{l_3}{l_1 l_2}x_1 x_2. \qquad (23\text{-}39)$$

Подобное устройство может быть использовано для деления одной величины на другую. Делимое в таком случае задается в виде перемещения x_3 движка потенциометра $П_3$, а делитель — в виде расстояния между контактами *а* и *б*. Связь между перемещениями движков потенциометров при этом описывается следующим выражением:

$$x_2=\frac{l_1 l_2}{l_3}\frac{x_3}{x_1}. \qquad (23\text{-}40)$$

В рассмотренной схеме знакопеременных величин потенциометр нагружается, что приводит к ошибкам в вычислениях. Устранить ее можно профилированием намотки потенциометра $П_1$.

Потенциометрические схемы в счетно-решающих устройствах применяются также и на переменном токе, но только при сравнительно низких частотах питающих напряжений. При высоких частотах на точность вычислений существенно влияют распределенные емкости монтажа потенциометрических схем. Так, уже на частотах около 1 000 *гц* сдвиг фаз между выходным и входным напряжением потенциометрического делителя напряжения приводит к заметным ошибкам измерений.

В связи с этим на высоких частотах в цепях переменного тока в качестве делителей напряжения используются автотрансформаторы и емкостные делители напряжения. Емкостные делители обладают большой точностью.

Так как автотрансформатор и емкостный делитель напряжения являются реактивными сопротивлениями, то они передают мощность из одной цепи в другую практически без потерь, в то время как в потенциометрических делителях значительная мощность рассеивается сопротивлениями потенциометров.

Дифференцирующие устройства

В системы автоматики и вычислительной техники часто необходимо вводить сигналы, величина которых пропорциональна производной по времени от угла поворота вращающегося вала, иными словами, пропорциональна скорости вращения вала. Устройства, вырабатывающие такие сигналы, называют дифференцирующими устройствами. Наибольшее распространение из них находят так называемые тахогенераторы. Они отличаются от обычных индукционных генераторов тем, что зависимость э. д. с. тахогенератора от угловой скорости ω ротора должна быть линейной в более широком диапазоне изменения ω. Применяются тахогенераторы постоянного и переменного тока.

На рис. 23-47, *а* приведена схема тахогенератора с независимым возбуждением, на которой обозначено: *E* — напряжение возбуждения, $u_{тг}$ — выходное напряжение тахогенератора, *1* — обмотка возбуждения, *2* — якорь тахогенератора.

Величина напряжения на выходе тахогенератора $u_{тг}$ зависит от величины возбуждающего напряжения и от величины угловой скорости вращения ротора. Зависимость $u_E=f(\omega)$ на холостом ходу линейна в достаточно широком диапазоне изме-

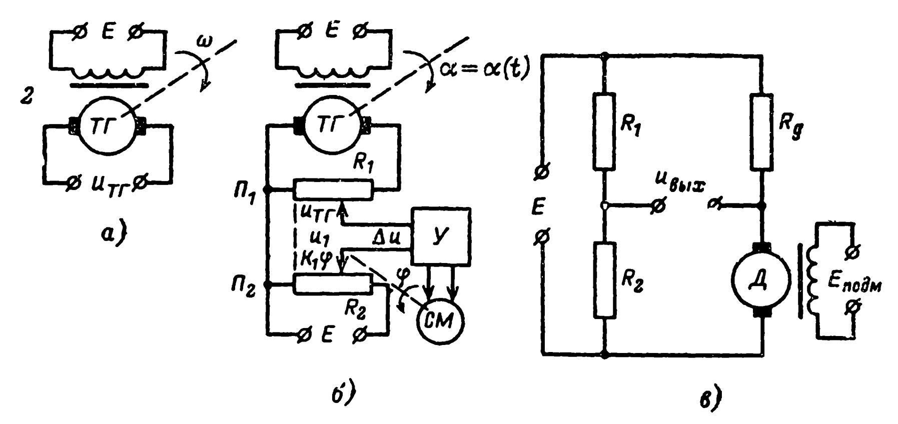


Рис. 23-47. Электромеханические устройства дифференцирования.

а — тахогенератор; *б* — тахогенератор с автоматической отработкой результата дифференцирования; *в* — мостовая схема включения электродвигателя.

нения ω. С увеличением нагрузки диапазон линейной зависимости сокращается.

Чтобы уменьшить влияние колебаний возбуждающего напряжения на величину выходного напряжения, магнитная цепь статора тахогенератора переводится в режим насыщения. При этом для ненагруженного тахогенератора величина выходного напряжения будет составлять:

$$u_{тг} = K_{тг}\ \omega = K_{тг}\ \frac{d\alpha}{dt}, \qquad (23\text{-}41)$$

где $K_{тг}$ — коэффициент пропорциональности;

α — угол поворота якоря.

Для преобразования скорости вращения ω в линейное или угловое перемещение, которое может быть использовано в электромеханическом вычислительном устройстве, применяется система автоматической отработки.

На рис. 23-47, *б* приведена схема с тахогенератором и автоматической отработкой результата дифференцирования.

Нагрузкой тахогенератора служит потенциометр $П_1$. В систему отработки входят потенциометр $П_2$, питаемый от постороннего источника *E*, сервомотор *СМ* и усилитель *У*. Движок потенциометра $П_2$ связан через редуктор с ротором сервомотора.

Дифференцируемая функция времени $\alpha(t)$ на входе задается в виде угла поворота оси тахогенератора. Выходное напряжение, питающее потенциометр $П_1$, пропорционально угловой скорости вращения ротора тахогенератора, производной от угла поворота. Система слежения отрабатывает результат дифференцирования. В момент, когда напряжение на входе усилителя равно нулю, угол поворота вала сервомотора, а следовательно, и смещение движка потенциометра $П_2$ пропорционально производной по времени от угла поворота ротора тахогенератора, т. е.

$$\varphi = \frac{K_{тг}}{K_1}\ \frac{d\alpha}{dt}, \qquad (23\text{-}42)$$

где φ — угловое (линейное) смещение движка потенциометра $П_2$;

K_1 — коэффициент пропорциональности между напряжением, снимаемым с потенциометра $П_2$, и углом поворота его движка.

Тахогенератор при работе создает дополнительный нагрузочный момент на контролируемом валу, что является его существенным недостатком. Точность дифференцирования в электромеханических устройствах зависит от ошибок ввода дифференцируемой функции, от погрешностей тахогенератора и динамических ошибок системы отработки. Точность отработки тагогенератора может быть высокой (0,1—0,2% от максимума $u_{тг}$).

В тех случаях, когда необходимо иметь напряжение, пропорциональное скорости вращения ротора электродвигателя, часто используют мостовую схему включения электродвигателя (рис. 23-47, *в*). Работа этой схемы может быть пояснена следующим образом. Мост балансируется при заторможенном двигателе. При этом выполняется условие $R_1R_я = R_2R_д$ и $u_{вых} = 0$. При вращении якоря в его обмотке будет наводиться э. д. с., определяемая выражением $e = K_e\frac{d\alpha}{dt}$, где K_e — коэффициент пропорциональности, $d\alpha/dt$ — производная угла поворота якоря по времени.

Тогда э. д. с. реакции якоря вызовет разбаланс моста и на измерительной диагонали последнего возникнет напряжение $u_{вых}$, которое при сравнительно малом разбалансе будет также пропорционально первой производной от угла поворота якоря.

Интегрирующие устройства

Электромеханические интегрирующие устройства весьма широко применяются в системах автоматики и вычислительных ма-

шинах. С помощью этих устройств производится интегрирование функций, зависящих как от времени, так и от любых других аргументов. Последнее является особенностью только электромеханических интеграторов. Электрические же интеграторы могут служить лишь для интегрирования функций, зависящих только от времени. Интеграторы широко используются в инерциальных системах для вычисления координат движущихся объектов по измеренным скорости или ускорении (при двойном интегрировании) их движения.

Простейшим электромеханическим интегратором может служить электродвигатель, у которого скорость вращения ротора (ω) пропорциональна подаваемому на вход напряжению $u(t)$, т. е.

$$\omega = K_{\text{дв}} u(t), \qquad (23\text{-}43)$$

где $K_{\text{дв}}$ — коэффициент пропорциональности.

Поскольку $\omega = d\varphi/dt$, то

$$\varphi = \varphi_0 + K_{\text{дв}} \int_0^t u(t)\, dt. \qquad (23\text{-}44)$$

Следовательно, при подаче на вход двигателя напряжения, отображающего некоторую функцию времени, угол поворота (φ) ротора двигателя будет пропорционален интегралу от этого напряжения.

Для того чтобы уменьшить динамические ошибки, которые могут быть существенными в таком интеграторе, используют малоинерционный двигатель.

В вычислительных устройствах наибольшее применение находят интеграторы, действие которых основано на использовании тахогенераторов. На рис. 23-48, *а* приведена схема интегратора с двумя тахогенераторами, обеспечивающая интегрирование функции $y(x)$ по произвольному аргументу. Ротор тахогенератора $ТГ_1$ вращается по закону изменения аргумента x функции $y(x)$. На выходе этого тахогенератора включен потенциометр, движок которого перемещается по закону подынтегральной функции $y(x)$.

Тахогенератор $ТГ_2$ вместе с усилителем и сервомотором *СМ* образуют систему отработки имеющегося рассогласования $\Delta u = u_{\text{тг}2} - u'_{\text{тг}1}$ в угловую скорость (ω) вращения ротора тахогенератора $ТГ_2$. В результате такой отработки угол (φ) поворота ротора тахогенератора $ТГ_2$ будет равен:

$$\varphi = \varphi_0 + K \int_{x_0}^{x} y(x)\, dx. \qquad (23\text{-}45)$$

Следовательно, при таком интегрировании функции $y(x)$, задаваемой в виде перемещения движка потенциометра интеграл получается в виде угла поворота ротора тахогенератора $ТГ_2$ (сервомотора).

Интеграторы с двумя тахогенераторами используются для вычисления интеграла от функции, обратной заданной. Для этого достаточно произвести переключение системы отработки в схеме интегратора, приведенной на рис. 23-48, *а*. Такое переключение показано на рис. 23-48, *б*. Тахогенератор $ТГ_1$ (рис. 23-48, *б*) приводится в движение от сервомотора. Угол поворота его

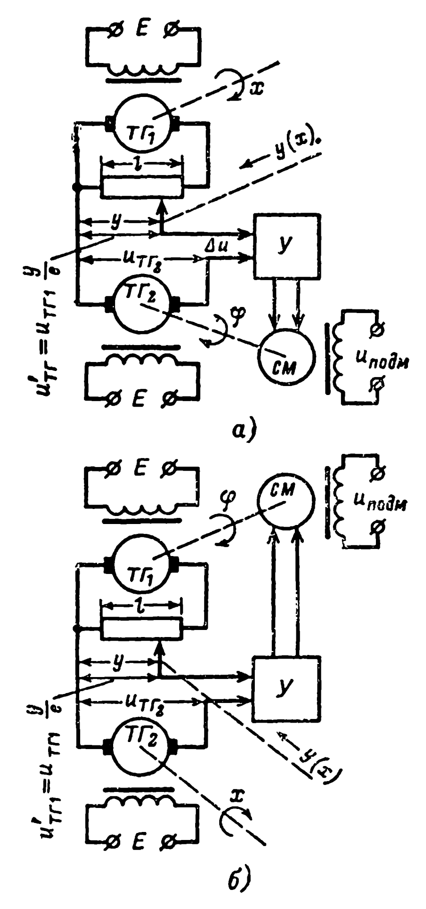


Рис. 23-48. Схемы интеграторов.

а — с двумя тахогенераторами; *б* — инверсионного.

ротора обозначен через φ. Нагрузкой $ТГ_1$ является потенциометр. Ротор тахогенератора $ТГ_1$ вращается по закону изменения аргумента x функции $y(x)$. Движок потенциометра перемещается по закону функции $y(x)$.

Напряжение на выходах тахогенераторов будет:

$$u_{\text{тг}1} = K\frac{d\varphi}{dt}; \quad u_{\text{тг}2} = K\frac{dx}{dt}.$$

После отработки установится равенство $u = u_{\text{тг}2}$.

Так как $u = u_{\text{тг}1}\dfrac{y(x)}{l}$, то

$$K\frac{dx}{dt} = K\frac{d\varphi}{dt}\,\frac{y(x)}{l}.$$

Из последнего соотношения следует, что

$$d\varphi = l\,\frac{dx}{y(x)}.$$

Поэтому

$$\varphi = \varphi_0 + l\int\limits_{x_0}^{x}\frac{dx}{y(x)}. \qquad (23\text{-}46)$$

Следовательно, угол φ поворота ротора тахогенератора $ТГ_1$ пропорционален интегралу от функции, обратной заданной. Интегратор с переключенной схемой отработки называется инверсным интегратором.

Подобные интеграторы позволяют производить интегрирование по любому аргументу, в том числе и по времени. Можно, например, получать элементарные функции путем интегрирования дифференциальных уравнений, для которых эти функции являются решением. Так, например, может быть вычислена функция логарифма.

Если $\varphi = \ln x$, то $\dfrac{d\varphi}{dx} = \dfrac{1}{x}$ и вычисление логарифма сводится к интегрированию величины $1/x$. Это можно сделать с помощью инверсного интегратора, положив в нем $y(x) = ax$, где a — постоянный коэффициент.

На основании окончательного соотношения, полученного для инверсного интегратора, можно записать:

$$\varphi = \varphi_0 + \frac{l}{a}\ln\frac{x}{x_0}. \qquad (23\text{-}47)$$

При начальных условиях $x_0 = 1$ и $\varphi_0 = 0$ угол поворота ротора тахогенератора $ТГ_1$ будет равен: $\varphi = \dfrac{l}{a}\ln x$. Если выбрать $l/a = 1$, то угол φ будет равен натуральному логарифму величины x. В случае, если положить $l/a = \log_b e$, $\varphi = \log_b x$, где b — основание логарифмов.

Таким же способом могут быть вычислены тригонометрические, гиперболические и другие функции.

23-7. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Электромашинные усилители используются в системах автоматического регулирования для усиления мощности управляющих сигналов. Такой усилитель состоит из приводного двигателя и генератора постоянного тока. Энергия приводного двигателя превращается в энергию выходного сигнала. При этом управление преобразованием энергии производится путем регулирования величины тока в катушках возбуждения генератора.

В качестве приводного двигателя может использоваться двигатель любого типа. Обычно это электрический двигатель постоянного тока, имеющий общий с генератором вал.

На рис. 23-49, *а* приведена схема однокаскадного электромашинного усилителя. В этом усилителе входной величиной является напряжение, подводимое к обмотке

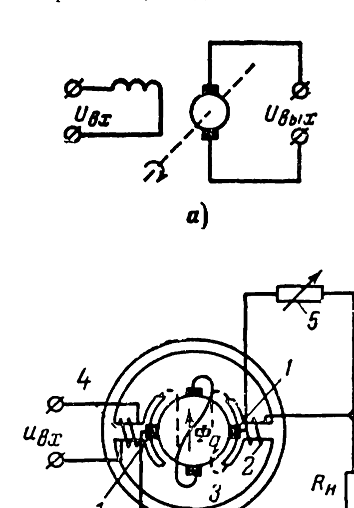


Рис. 23-49. Схемы электромашинных усилителей.
а — однокаскадного; *б* — двухкаскадного (с поперечным полем).

возбуждения, а выходной — э. д. с. в цепи якоря генератора. Коэффициент усиления K усилителя по напряжению в режиме холостого хода равен:

$$K = T_у\frac{n}{60}\,\frac{w_я}{w_у}, \qquad (23\text{-}48)$$

где n — скорость вращения, *об/мин*; $w_я$ — число активных проводников в якоре; $w_у$ — число витков обмотки управления; $T_у = L_у/R_у$ — постоянная времени управляющей обмотки генератора; $L_у$, $R_у$ — индуктивность и активное сопротивление управляющей обмотки.

Максимальное усиление по мощности обеспечивается при равенстве нагрузки и внутреннего сопротивления усилителя со стороны выхода. При усилении гармонических сигналов условием максимального усиления по мощности является равенство сопротивления нагрузки выходному характеристическому сопротивлению усилителя.

Ненагруженный однокаскадный электромашинный усилитель, в котором входной величиной является управляющее напряжение, подводимое к обмотке возбуждения, а выходной — э. д. с. в цепи якоря, по своим динамическим свойствам эквивалентен инерционному звену. Его передаточная

функция в операторной форме в этом случае представляется выражением

$$w(D)=\frac{K_y}{1+T_y D},$$

где K_y — коэффициент усиления усилителя по направлению; $T_y=L_y/R_y$ — постоянная времени усилителя; L_y, R_y — индуктивность и омическое сопротивление обмотки возбуждения; $D=d/dt$ — символ дифференцирования.

Наибольшее применение в системах автоматического регулирования находит двухкаскадный электромашинный усилитель с поперечным полем. В этом усилителе два каскада электромашинных усилителей конструктивно объединены в одноякорном генераторе. При этом полем возбуждения второго каскада является поперечное магнитное поле якоря.

Электромашинный усилитель с поперечным полем представляет собой двухполюсную машину с двумя парами щеток (рис. 23-49, *б*). Одна пара щеток (*1—1*) расположена по продольной оси (вдоль магнитных силовых линий, создаваемых обмоткой возбуждения *4*) машины, а *3—3* замкнута накоротко.

При подаче управляющего сигнала в обмотку возбуждения возникает магнитное поле, направленное вдоль продольной оси машины. За счет этого поля в обмотке вращающегося якоря наводится э. д. с., вызывающая ток в цепи короткозамкнутых щеток *3—3*.

Сопротивление цепи короткозамкнутых щеток мало, поэтому при наличии усиления по мощности ток в этой цепи получается значительным даже при малом токе возбуждения.

Ток, протекающий по цепи короткозамкнутых щеток, создает магнитный поток Φ_q, направленный по поперечной оси (в направлении, перпендикулярном магнитному потоку, создаваемому обмоткой возбуждения) машины.

Поперечный магнитный поток является потоком возбуждения для продольной оси машины. Наводимая за счет этого потока э. д. с. снимается щетками *1—1* и является выходной величиной электромашинного усилителя.

К щеткам *1—1* подключается нагрузка. Ток нагрузки протекает по обмотке возбуждения *2*, создающей положительную обратную связь по магнитному потоку между выходом и входом усилителя. Эта обратная связь вводится для компенсации отрицательной обратной связи, вызываемой потоком реакции якоря. Наличие положительной обратной связи в электромашинном усилителе с поперечным полем значительно увеличивает коэффициент его усиления.

Ненагруженный двухкаскадный электромашинный усилитель имеет передаточную функцию, эквивалентную передаточной функции двух последовательно включенных инерционных звеньев.

Электромашинные усилители применяются в качестве оконечных усилителей сигналов управления со значительной выходной мощностью. Диапазон номинальных мощностей электромашинных усилителей составляет от нескольких десятков ватт до десятков киловатт.

23-8. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ (ОТРАБАТЫВАЮЩИЕ) УСТРОЙСТВА

В системах автоматического регулирования исполнительными устройствами называются механизмы, преобразующие управляющий электрический сигнал в механическое перемещение регулирующего органа. Исполнительные устройства используются для включения и отключения механических, пневматических, гидравлических и других цепей, а также для плавного перемещения или поворота частей регулируемых органов на углы, зависящие от полярности и величины управляющего электрического сигнала.

Режим работы исполнительных устройств существенно отличается от режима работы устройств привода. В устройствах привода механизм работает в установившемся режиме или повторно-кратковременно. Исполнительные же устройства систем автоматики работают в режиме непрерывных случайных колебаний. Эти колебания обусловливаются совокупностью действующих на систему регулирования управляющих и возмущающих воздействий. Таким образом, работа исполнительных устройств протекает в основном в переходных режимах, что требует понижения инерционных сил и моментов, действующих в них с целью улучшения динамических свойств.

Совершенство системы автоматического регулирования, ее надежность и быстродействие, качество переходных процессов и эксплуатационные свойства в значительной степени зависят от выбора исполнительного устройства.

В качестве электромеханических исполнительных устройств в системах автоматического регулирования используются обычно различные по конструкции электромагнитные механизмы и электродвигатели постоянного и переменного тока. Электродвигатели в исполнительных устройствах называют сервомоторами.

Электрические двигатели исполнительных устройств

К электродвигателям исполнительных устройств предъявляются определенные требования. Основными из них являются: широкий диапазон изменения скорости вращения и простота ее регулирования; малая инерционность; небольшой момент трения; малые габариты и вес при достаточной мощности на валу двигателя и т. п.

Наибольшее распространение в автоматике и вычислительной технике находят

электродвигатели постоянного тока с независимым возбуждением, асинхронные двухфазные электродвигатели переменного тока. В последнее время стали использоваться асинхронные электродвигатели переменного тока с расщепленными полюсами.

При регулировании скорости вращения двигателей исполнительных устройств используются два режима работы электродвигателей: режим плавного изменения скорости вращения пропорционально управляющей величине $U_у$ и режим скачкообразного изменения направления установившейся скорости $\Omega_у$ вращения при изменении полярности воздействующей величины $U_у$.

Для обеспечения указанных режимов регулирования в первом случае используются схемы плавного управления, а во втором — схемы, коммутируемые контактами электромеханических реле. Реверсирование двигателей сравнительно большой мощности (от десятков до сотен ватт) обычно осуществляется с помощью релейных переключателей, так как такие регуляторы получаются более простыми и экономичными. Для двигателей малой мощности наиболее целесообразно плавное регулирование скорости их вращения.

Серводвигатели постоянного тока с независимым возбуждением

В качестве сервомоторов широко применяются электродвигатели с независимым возбуждением, управляемые со стороны якорной цепи при постоянном токе возбуждения. Изменение направления вращения двигателя достигается сменой полярности управляющего напряжения, подводимого к якорю. Схема такого двигателя показана на рис. 23-50.

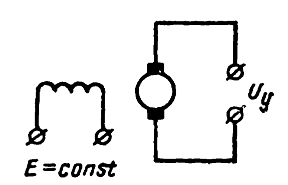


Рис. 23-50. Схема серводвигателя с независимым возбуждением.

Вращающийся момент M, развиваемый двигателем постоянного тока, пропорционален произведению тока якоря $I_я$ и магнитного потока Φ, создаваемого обмоткой возбуждения:

$$M = K_м I_я \Phi, \quad (23\text{-}49)$$

где $K_м$ — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции и схемы якоря.

Установившаяся скорость холостого хода $\Omega_{х.х}$ двигателя определяется из соотношения

$$\Omega_{х.х} = \frac{1}{K_e \Phi} U_у, \quad (23\text{-}50)$$

где $U_у$ — управляющее напряжение, подводимое к якорю двигателя;
K_e — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции и схемы якоря.

Из последнего выражения следует, что скорость вращения двигателя можно менять за счет изменения напряжения на якорных зажимах.

Установившаяся скорость вращения нагруженного двигателя равна:

$$\Omega_у = \frac{1}{K_e \Phi} U_у - \frac{M_н R}{K \Phi^2}, \quad (23\text{-}51)$$

где $M_н$ — момент нагрузки;
R — сопротивление якорной цепи;
$K = K_м K_e$ — коэффициент пропорциональности.

Ненагруженный двигатель постоянного тока с независимым возбуждением, в котором за выходную величину принята угловая скорость (Ω) вращения вала, по своим динамическим свойствам эквивалентен инерционному звену. Его передаточная функция в операторной форме при этом определяется выражением

$$w_\Omega (D) = \frac{K_{дв}}{1 + T_{эм} D}, \quad (23\text{-}52а)$$

где $K_{дв}$ — коэффициент передачи двигателя;
$T_{эм}$ — электромеханическая постоянная двигателя;
$D = \frac{d}{dt}$ — символ дифференцирования.

Если же за выходную величину двигателя принять угол поворота его вала, то передаточная функция сервомотора будет иметь вид:

$$w_\varphi (D) = \frac{K_{дв}}{1 + T_{эм} D} \frac{1}{D}. \quad (23\text{-}52б)$$

В этом случае в динамическом отношении двигатель эквивалентен последовательному соединению инерционного и интегрирующего звеньев. Динамические свойства сервомотора с независимым возбуждением оцениваются по его *электромеханической постоянной времени* $T_{эм}$. Зависимость величины $T_{эм}$ от параметров двигателя определяется следующим соотношением:

$$T_{эм} = \frac{JR}{K\Phi}, \quad (23\text{-}53)$$

где J — момент инерции сервомеханизма.

Электромеханические постоянные двигателей малой мощности измеряются сотыми и даже тысячными долями секунды, а для двигателей большой мощности долями и секундами. Если управляющее напряжение на входе двигателя возрастет скачком.

то скорость вращения двигателя вследствие его инерционности будет нарастать по экспоненциальному закону с постоянной времени $T_{эм}$:

$$\Omega = \Omega_у\left(1 - e^{-\frac{t}{T_м}}\right). \qquad (23\text{-}54)$$

При скачкообразном снятии управляющего напряжения (и замкнутой цепи якоря двигателя) торможение будет происходить также по экспоненциальному закону

$$\Omega = \Omega_у e^{-\frac{t}{T_{эм}}}. \qquad (23\text{-}55)$$

Из двух последних выражений следует, что чем больше величина $T_{эм}$, тем дольше затягиваются процессы разгона и торможения, тем, следовательно, больше будут возникающие динамические ошибки в отработке управляющего напряжения. В целях уменьшения электромеханической постоянной времени при конструировании сервомоторов с независимым возбуждением стремятся уменьшить момент инерции якоря, уменьшая его массу и диаметр. Для этого в последнее время в системах автоматического регулирования применяют электродвигатели с независимым возбуждением и печатным якорем, у которого вращаются только медные проводники, вмонтированные печатным способом в диск из прочной пластмассы.

Серводвигатели с последовательным возбуждением

В системах автоматики широкое применение находят серводвигатели с последовательным возбуждением (рис. 23-51). В них имеются две обмотки возбуждения, соединенные последовательно с обмоткой якоря. Обмотки возбуждения намотаны встречно, так что направление создаваемых или магнитных потоков противоположно. В работающем двигателе включена одна обмотка. При переключении обмоток направление тока в якоре не изменяется, а магнитный поток изменяет свое направление; в результате направление вращения якоря двигателя также изменится. При пуске двигателя ток якоря максимален и равен току возбуждения, поэтому пусковой момент двигателя оказывается большим, что является достоинством подобных сервомоторов. Серводвигатели с последовательным возбуждением применяются лишь в сочетании с релейными усилителями и не допускают плавного реверсирования.

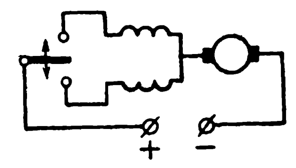


Рис. 23-51. Схема серводвигателя с последовательным возбуждением.

Серводвигатели переменного тока

В системах автоматического регулирования широко применяются двухфазные асинхронные серводвигатели небольшой мощности, выполняемые в виде двигателей с короткозамкнутым ротором и двигателей с полым тонкостенным ротором. Такие двигатели называют иногда индукционными.

На рис. 23-52 приведена схема индукционного серводвигателя. На статоре серводвигателя имеются две обмотки: обмотка возбуждения $w_в$ и управляющая обмотка $w_у$. Обе обмотки уложены в пазах статора и сдвинуты относительно друг друга на 90°.

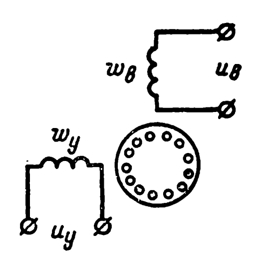


Рис. 23-52. Схема индукционного электродвигателя.

Обмотка возбуждения питается от сети переменного тока напряжением возбуждения $u_в$ неизменной амплитуды, а управляющая обмотка — управляющим напряжением переменного тока, сдвинутым по фазе на ±90° относительно напряжения возбуждения.

При поступлении сигнала в управляющую обмотку возникает вращающееся эллиптическое магнитное поле. Это поле наводит токи в теле цилиндра ротора индукционного двигателя. В результате взаимодействия наведенных токов с вращающимся полем создается вращающий момент. Величина и направление скорости вращения индукционного двигателя зависит от величины и фазы управляющего напряжения. С изменением фазы управляющего напряжения с +90 на —90° (фаза управляющего напряжения при этом должна повернуться на 180°) направление вращения ротора меняется на обратное.

Вращающий момент в индукционном двигателе пропорционален произведению напряжений возбуждения и управления и синусу угла φ сдвига фаз между ними:

$$M_{вр} = K_1 U_в U_у \sin\varphi, \qquad (23\text{-}56)$$

где K_1 — коэффициент пропорциональности.

Скорость холостого хода индукционного двигателя в зависимости от конструкции

двигателя и параметров питающих его напряжений определяется из соотношения

$$\Omega_{x.x}=\frac{4\pi F}{p}\frac{\alpha}{1+\alpha^2}, \quad (23\text{-}57)$$

где F — частота напряжения питания; p — число пар полюсов в каждой из обмоток двигателя; $\alpha=U_у/U_в$ — коэффициент управления.

Установившаяся скорость вращения при наличии момента нагрузки $M_н$ и постоянном управляющем напряжении, т. е. моменте вращения $M_{вр}$, составляет:

$$\Omega=\Omega_{x.x}\left(1-\frac{M_н}{M_{пуск}}\right), \quad (23\text{-}58)$$

где $M_{пуск}$ — пусковой момент двигателя.

Разгон и торможение индукционного двигателя, так же как и двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, происходит по экспоненциальному закону с электромеханической постоянной времени $T_{эм}$, равной

$$T_{эм}=J\frac{\Omega_{x.x}}{M_{пуск}}, \quad (23\text{-}59)$$

где J — момент инерции ротора двигателя.

Электромеханическая постоянная времени тем больше, чем больше скорость холостого хода двигателя. Для улучшения динамических свойств индукционных сервомоторов их выполняют многополюсными — с двумя, тремя и четырьмя парами полюсов в каждой обмотке, за счет чего уменьшается скорость холостого хода, а следовательно, и электромеханическая постоянная времени двигателя.

Увеличение частоты питающего двигатель напряжения приводит к увеличению скорости холостого хода и электромеханической постоянной времени двигателя. Так, например, если значение $T_{эм}$ для двигателей на 50 *гц* составляет 0,05—0,07 *сек*, то для двигателей на 400 *гц* — около 0,2—0,3.

Динамические свойства индукционных серводвигателей несколько хуже серводвигателей постоянного тока. Особенно это относится к двухполюсным серводвигателям с повышенной частотой питания, у которых велика $\Omega_{x.x}$.

Отсутствие скользящих контактов, простота и надежность конструкции индукционных серводвигателей определяют их все более широкое использование в системах автоматического регулирования.

Серводвигатели с электромагнитными и порошковыми муфтами

В исполнительных механизмах используются также электродвигатели с равномерным вращением. Для включения и выключения выходного вала исполнительного механизма и изменения направления его вращения в таких механизмах используются электромагнитные или порошковые муфты. На рис. 23-53 приведена упрощенная схема сервомеханизма с фрикционными электромагнитными муфтами.

В механизме используется нереверсивный двигатель *1*, постоянно включенный в течение времени работы системы регулирования. Скорость вращения этого двигателя изменяется в сравнительно небольших пределах в момент включения или изменения величины нагрузки. Шестерни *2* с внешним зацеплением постоянно вращаются вместе с валом двигателя. Диски *3* располагаются вблизи шестерен *2* и могут приближаться к ним посредством электромагнитов *4*. На боковой поверхности шестерен или дисков уложены фрикционные кольца *7* из пластмассы или чугуна.

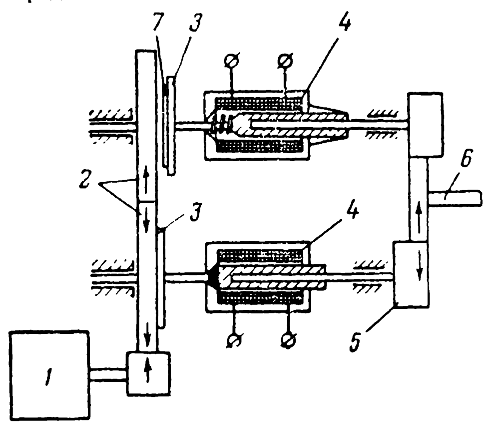


Рис. 23-53. Схема сервомеханизма с фрикционными муфтами.

Сигнал управления подводится к обмотке одного из электромагнитов. При срабатывании одного из электромагнитов (например, нижнего рис. 23-53) соответствующий фрикционный диск оказывается прижатым к вращающейся шестерне и за счет возникающего момента трения начинает вращаться вместе с шестерней. Вместе с диском в определенном направлении будут вращаться ось *5* и выходной вал *6*. Если нижний электромагнит выключить и подвести сигнал управления к катушке верхнего электромагнита, то он сработает и выходной вал сервомеханизма будет вращаться в противоположном направлении.

В сервомеханизмах с электромагнитными муфтами угловое движение выходного вала существенно не влияет на процессы в цепях электромагнитов, поэтому такие механизмы часто называют механизмами однонаправленного действия.

При включении электромагнита скорость выходного вала за счет проскальзывания фрикционных поверхностей сцепления нарастает с течением времени линейно. Время разгона $t_{раз}$ при этом равно:

$$t_{раз}=\frac{J\Omega_0}{M_{тр}-M_н}, \quad (23\text{-}60)$$

где Ω_0 — угловая скорость вращения шестерен; J — момент инерции частей с переменной скоростью вращения; $M_{тр}$ — момент трения, создаваемый между диском и шестерней; $M_н$ — момент нагрузки на выходной вал сервомеханизма.

После включения электромагнита через время $t_{раз}$ угловая скорость диска становится равной угловой скорости шестерни. Отношение $J\Omega_0/M_{тр}$ выбирается обычно таким, что без нагрузки время разгона составляет несколько миллисекунд.

Статическая зависимость скорости вращения выходного вала от тока в обмотке одного из рабочих электромагнитов имеет вид разрывной характеристики, что в некоторых случаях приводит к появлению в системе автоматического регулирования автоколебаний значительной амплитуды. Для получения плавной статической характеристики в сервомеханизмах с фрикционными муфтами применяется импульсный режим работы. Сервомеханизмы с электромагнитными муфтами обладают сравнительно хорошими динамическими свойствами. Постоянная времени у таких механизмов мала, и ею часто пренебрегают.

Принцип действия порошковых муфт основан на изменении механических свойств ферромагнитного порошка, смешанного с жидким или порошкообразным заполнителем, при воздействии магнитного поля.

Ферромагнитный порошок, представляющий собой мелкие частицы карбонильного железа диаметром 10^{-2}—10^{-4} *мм*, смешивается с жидкой основой — маслом или другой химически малоактивной и не слишком вязкой жидкостью. Железо в такой смеси составляет по весу 80—85%. В качестве твердого заполнителя используется тальк или порошок графита. Если ферромагнитную массу с жидкой или твердой основой поместить в магнитное поле, то крупинки железа располагаются по магнитным силовым линиям, образуя своеобразные цепочки. При этом ферромагнитная смесь как бы загустевает. Порошковая ферромагнитная муфта представляет собой два диска: ведущий и ведомый, находящиеся в стальном цилиндре с уплотнением по входной и выходной осям. Пространство между дисками заполняется ферромагнитной массой.

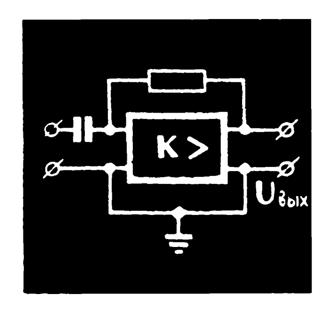
В отсутствие магнитного поля момент трения между дисками незначителен. При возникновении магнитного поля ферромагнитная смесь загустевает и от ведущего диска к ведомому передается значительный вращающий момент. Этот момент пропорционален напряженности магнитного поля и не зависит от относительной скорости вращения дисков.

Магнитное поле в зазоре между дисками создается управляющей катушкой, питаемой управляющими сигналами.

Порошковые муфты имеют плавную зависимость величины передаваемого момента от тока в управляющей обмотке, что делает эти муфты весьма удобными при использовании в системах автоматического управления.

Порошковые муфты имеют большой коэффициент усиления, а для их управления требуется небольшая мощность управляющего сигнала. Кроме того, эти муфты обладают хорошими динамическими характеристиками (большое значение максимального ускорения выходного вала).

Порошковые муфты долговечны и работают без толчков при плавном изменении управляющего сигнала. Однако они имеют значительные габариты и вес.



РАЗДЕЛ 24

ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ

СОДЕРЖАНИЕ

24-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН

Развитие современной науки и техники, автоматизация управления производственными процессами, проектирование новых машин и приборов тесно связаны с решением сложных математических задач, обработкой и анализом полученных данных. Желание упростить и ускорить выполнение трудоемких вычислительных работ вызвало бурное развитие вычислительной техники. Под вычислительной техникой подразумевается совокупность средств, предназначенных для ускорения и автоматизации процессов, связанных с вычислениями при решении математических задач или при управлении объектами.

Область применения средств вычислительной техники непрерывно расширяется, что способствует увеличению производительности как умственного, так и физического труда человека.

Примерами применения вычислительной техники для быстрых и точных расчетов могут служить вычисления орбит искусственных спутников Земли, расчеты в таких областях науки и техники, как ядерная физика, авиация и космонавтика.

Для решения сложных математических задач требуются уже не отдельные вычислительные устройства, а целые комплексы вычислительных устройств.

Совокупность вычислительных устройств, объединенных общим управлением, и принято называть вычислительными машинами.

Вычислительные машины и устройства можно классифицировать по различным признакам.

В зависимости от круга решаемых задач вычислительные машины разделяются на *вычислительные машины общего назначения (универсальные)* и *вычислительные машины специализированные.*

Машины общего назначения предназначены для решения широкого круга задач. Переход от решения одной задачи к решению другой задачи в этих машинах не связан с изменением их структуры, а требует лишь изменения программы ее работы.

Специализированные машины и устройства предназначены для решения лишь одной задачи или же весьма узкого круга задач. Переход от решения одной задачи к решению другой задачи в специализированных машинах сопряжен с изменением их структуры, что часто бывает неудобно или практически нецелесообразно.

В зависимости от основного назначения машины можно разделить на *вычислительные* и *управляющие.*

Вычислительные машины предназначены для решения математических задач, связанных с получением некоторых числовых данных. Весь исходный материал в эти машины вводится оператором. Вычислительные машины производят массовые вычисления, выполняемые в процессе научных исследований, экономических расчетов в народном хозяйстве, при проектировании новой техники.

На рис. 24-1 представлена простейшая блок-схема вычислительной машины. В общем случае вычислительная машина состоит из собственно вычислительного устройства, где выполняются математические и логические действия; входного устройства, предназначенного для ввода исходных данных; выходного устройства, предназначенного для представления результатов вычислений в виде, удобном для практического использования (в виде чисел, графиков и т. д.). Устройство управления осуществляет координацию работы всех устройств машины. Для управления работой вычислительной машины служит пульт управления. (На схеме рис. 24-1 не показаны источники питания, наличие которых и в дальнейшем будет лишь предполагаться).

Управляющие машины предназначены для управления реальными объектами или процессами. Они обрабатывают информацию, поступающую от реальных объектов или информацию о течении того или иного процесса. Управляющие машины отличаются от вычислительных главным образом своими входными и выходными устройствами, а также режимом работы.

На рис. 24-2 представлена блок-схема управляющей машины. Входными устройствами управляющей машины являются обычно различные измерительные приборы, реагирующие на состояние управляемого объекта или же процесса. После переработки входной информации в вычислительном устройстве по соответствующей программе результаты вычислений с помощью исполнительных органов преобразуются в управляющие воздействия, обеспечивающие требуемое состояние управляемого объекта или заданное течение процесса.

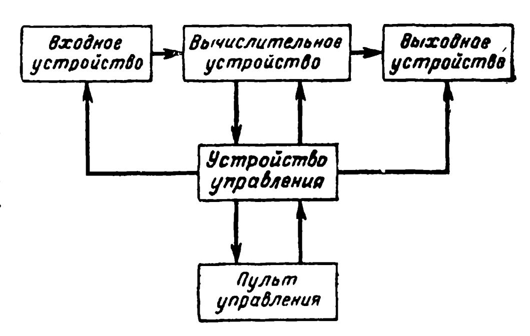


Рис. 24-1. Блок-схема вычислительной машины.

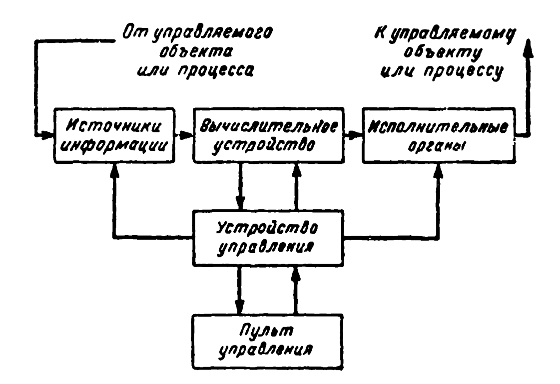


Рис. 24-2. Блок-схема управляющей машины.

Основные характеристики управляющей машины определяются, исходя из динамики управляемого объекта или процесса.

Структура вычислительного устройства управляющей машины может ничем не отличаться от структуры вычислительного устройства, входящего в состав вычислительной машины. Поэтому на практике одно и то же вычислительное устройство часто используется либо для построения вычислительной машины, либо для построения управляющей машины в зависимости от поставленной задачи. Вследствие этого в дальнейшем будем пользоваться обобщенным термином «вычислительная машина».

По принципу действия различают:

1) аналоговые вычислительные машины (АВМ) и устройства (АВУ);

2) цифровые вычислительные машины (ЦВМ) и устройства (ЦВУ);

3) комбинированные вычислительные машины и устройства.

24-2. АНАЛОГОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ И УСТРОЙСТВА

Основные принципы построения и классификация АВМ

В АВМ все переменные представляются в некотором масштабе непрерывно изменяющимися физическими величинами: длинами, углами поворота звеньев, скоростями, токами, напряжениями. Машины этого класса представляют собой такие физические системы (механические, электромеханические, гидравлические, пневматические, электрические, электронные и т. д.), в которых протекают процессы, описываемые уравнениями, подобными уравнениям, подлежащим решению. Таким образом, АВМ являются математическими моделями изучаемых процессов. Отсюда и второе название этих машин — *моделирующие.*

Процесс решения любой задачи на АВМ протекает непрерывно при непрерывном вводе исходных данных, а структура ее находится в прямой зависимости от сложности решаемой задачи. Схемы АВМ выбираются так, чтобы математические зависимости, характеризующие связь между входными и выходными величинами в машине, были тождественны заданным для решения математическим уравнениям. Возможность решения задач в натуральном масштабе времени делает эти машины незаменимым инструментом для осуществления математического моделирования, при котором удается сравнительно просто изменять параметры исследуемой системы и выбирать наилучшие их значения, а также позволяет удобно осуществлять сопряжение АВМ с реальными объектами для их исследования. К недостаткам АВМ следует отнести сравнительно низкую точность вычислений. Увеличение точности вычислений вызывает резкое усложнение конструкции и повышение стоимости всего устройства. Однако достигнутая в настоящее время точность (порядка нескольких процентов) часто бывает достаточной для многих технических применений. Другим недостатком АВМ можно считать относительно малую универсальность, которая состоит в том, что переход от решения одной задачи к решению другой связан с изменением структурной схемы машины. В настоящее время АВМ строятся для интегрирования дифференциальных уравнений, решения алгебраических и трансцендентных уравнений, а также уравнений в частных производных. Наибольшее распространение получили АВМ для интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений. В этом классе машин различаются линейные и нелинейные аналоговые вычислительные машины.

Линейные АВМ предназначены для исследования объектов или процессов, динамика которых описывается линейными дифференциальными уравнениями с постоянными или переменными коэффициентами.

Нелинейные АВМ служат для исследования объектов или процессов, динамика которых описывается нелинейными дифференциальными уравнениями. Нелинейные АВМ отличаются от линейных наличием специальных устройств, реализующих различные нелинейные функции. На нелинейных АВМ можно также решать линейные дифференциальные уравнения и их системы. Возможности той или иной АВМ зависят от состава оборудования, т. е. от количества решающих элементов, каждый из которых реализует ту или иную математическую операцию.

В зависимости от способа компоновки решающих элементов АВМ можно подразделить на матричные и структурные. Матричные АВМ имеют решающие элементы, соединенные жестко в типовые группы, каждая из которых предназначена для решения одного уравнения первого порядка. Количество таких типовых групп в машине соответствует порядку исследуемого уравнения. Матричное построение машины обеспечивает удобство ее эксплуатации, позволяет быстро переходить от решения одной задачи к решению другой. Однако, матричные АВМ обладают малым коэффициентом использования оборудования, вследствие чего они распространения не нашли.

Структурные АВМ не имеют жесткой коммутации решающих элементов, а элементы каждый раз соединяются между собой оператором в соответствии с моделируемой системой уравнений. Соединение решающих элементов выполняется обычно на специальном наборном поле. Структурные машины менее удобны в эксплуатации, но более экономичны с точки зрения количества используемых решающих элементов и позволяют широко изменять форму моделируемых уравнений.

24-3. ОСНОВНЫЕ БЛОКИ АНАЛОГОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН

Для решения большинства практических задач оказывается достаточным иметь сравнительно небольшое количество различных решающих элементов (блоков).

К ним можно отнести:

линейные блоки операционных усилителей: суммирующие, масштабные, инвертирующие, дифференцирующие, интегрирующие;

блоки постоянных и переменных коэффициентов;

нелинейные блоки: функциональные блоки одной или нескольких переменных, блоки произведения и деления, блоки специальных нелинейных функций и т. д.

Линейные блоки операционных усилителей

При создании вычислительных устройств, выполняющих те или иные математические операции, появляется необходи-

мость в последовательном (каскадном) соединении ряда решающих элементов. Последовательное соединение их приводит к появлению погрешностей, вызванных влиянием нагрузки, создаваемой последующими элементами на предыдущие элементы. Поэтому желательно иметь решающие элементы, обладающие большим входным и малым выходным сопротивлениями. Такими свойствами обладают решающие элементы, построенные на основе применения усилителей постоянного тока с отрицательной обратной связью по напряжению. Подобные вычислительные устройства часто называются операционными усилителями. Рассмотрим некоторые из них.

Суммирующий операционный усилитель

На рис. 24-3 представлена схема суммирующего операционного усилителя. Определим зависимость между выходным напряжением $u_{\text{вых}}$ и напряжениями u_1, $u_2, \ldots, u_n$, являющимися слагаемыми.

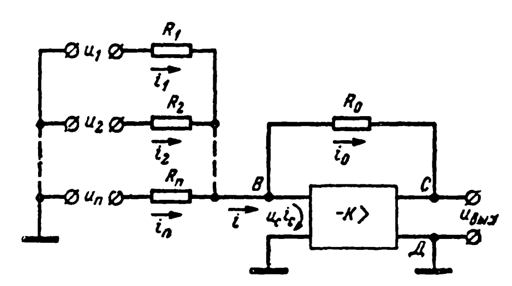


Рис. 24-3. Суммирующий операционный усилитель

Согласно первому закону Кирхгофа можно записать:

$$i = \sum_{k=1}^{n} i_k. \qquad (24\text{-}1)$$

С другой стороны,

$$i = i_0 + i_c, \qquad (24\text{-}2)$$

где i_0 — ток, протекающий по сопротивлению R_0 обратной связи;

i_c — ток, протекающий по входной цепи усилителя.

Часто током i_c, потребляемым входной цепью усилителя, можно пренебречь. Тогда уравнения (24-1) и (24-2) можно записать в виде

$$i_0 = \sum_{k=1}^{n} i_k. \qquad (24\text{-}3)$$

На основании второго закона Кирхгофа получим следующие выражения для токов i_k:

$$i_k = \frac{u_k - u_c}{R_k} \quad (k = 1, 2, \ldots, n),$$

где u_c — напряжение, действующее на входе усилителя.

Рассматривая замкнутый контур *ВСДВ*, можно записать:

$$u_c = u_0 + u_{\text{вых}},$$

где u_0 — падение напряжения на сопротивлении R_0. Отсюда

$$u_0 = i_0 R_0 = u_c - u_{\text{вых}}$$

или

$$i_0 = \frac{u_c - u_{\text{вых}}}{R_0}.$$

Подставив выражения для токов i_k и i_0 в формулу (24-3), получим:

$$\frac{u_c - u_{\text{вых}}}{R_0} = \sum_{k=1}^{n} \frac{u_k - u_c}{R_k}. \qquad (24\text{-}4)$$

Пусть коэффициент усиления усилителя без обратной связи равен $-K$. Тогда

$$u_c = -\frac{1}{K} u_{\text{вых}}.$$

В выражение (24-4) подставим значение u_c и разрешим его относительно $u_{\text{вых}}$:

$$-\frac{1+K}{K} u_{\text{вых}} = R_0 \left[\sum_{k+1}^{n} \frac{u_k}{R_k} + \right.$$

$$\left. + \frac{u_{\text{вых}}}{K} \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{R_k} \right]. \qquad (24\text{-}5)$$

Так как коэффициент K достаточно велик ($K \approx \times 10^4 \div 10^6$), то с большой точностью можно считать:

$$\frac{1+K}{K} = 1; \quad \frac{u_{\text{вых}}}{K} \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{R_k} = 0.$$

Тогда уравнение (24-5) примет вид:

$$u_{\text{вых}} = -\sum_{k=1}^{n} \frac{R_0}{R_k} u_k. \qquad (24\text{-}6)$$

Выбирая сопротивления R_k и R_0, можно получить необходимые масштабы суммируемых переменных.

Если выбрать $R_1 = R_2 = R_3 = \ldots = R_n = R_0$, то

$$u_{\text{вых}} = -\sum_{k=1}^{n} u_k. \qquad (24\text{-}7)$$

Из уравнения (24-5) следует, что точность рассмотренного устройства не зависит от параметров самого усилителя, если коэффициент K достаточно велик, а зависит лишь от точности и стабильности параметров входной цепи и цепи обратной связи.

При построении суммирующих устройств рассмотренного типа можно вместо

n входных источников напряжений u_1, u_2, ..., u_n использовать один, снимая напряжения, соответствующие слагаемым, с параллельно включенных потенциометров (рис. 24-4). В этой схеме линейные потенциометры R'_1, R'_2, ..., R'_n питаются от общего источника напряжения u. В остальном схема работает подобно рассмотренной выше.

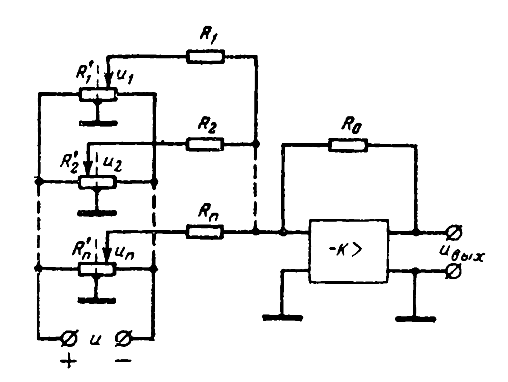


Рис. 24-4. Суммирующий операционный усилитель с одним источником питания во входной цепи.

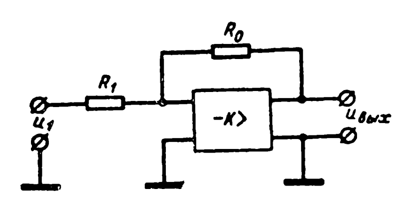


Рис. 24-5. Масштабный операционный усилитель.

Рассмотрим операционный усилитель с одним входом (рис. 24-5). Зависимость выходного напряжения $u_{вых}$ от входного u_1 можно легко получить на основании уравнения (24-6):

$$u_{вых} = -\frac{R_0}{R_1} u_1. \qquad (24\text{-}8)$$

Отношение R_0/R_1 представляет собой масштабный коэффициент. Подбирая различные значения R_0 и R_1, можно изменять масштаб выходного напряжения в широких пределах. Поэтому такое устройство часто называют *масштабным усилителем*. В существующих схемах отношение R_0/R_1 изменяется в пределах $10^{-2} \div 10^2$.

Если положить в уравнении (24-8) $R_0 = R_1$, то получим: $u_{вых} = -u_1$.

В данном случае выходное напряжение воспроизводит входное с коэффициентом — 1. Такое устройство называется *инвертирующим усилителем* или *инвертором*.

Дифференцирующий операционный усилитель

Как известно, выходное напряжение $u_{вых}$ дифференцирующей цепи (рис. 24-6) связано с входным напряжением посредст-

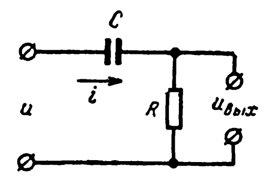


Рис. 24-6. Дифференцирующая цепь.

вом линейного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами, т. е.

$$\frac{du_{вых}}{dt} + \frac{1}{RC} u_{вых} = \frac{du}{dt}. \qquad (24\text{-}9)$$

Для случая, когда u — линейная функция,

$$\frac{du}{dt} = \left(\frac{du}{dt}\right)_0 = \text{const}; \quad \frac{d^2u}{dt^2} = 0;$$

имеем:

$$u_{вых} = RC\frac{du}{dt}\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) =$$

$$= RC\frac{du}{dt} - RC\frac{du}{dt}e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Величина $RC\frac{du}{dt}e^{-\frac{t}{RC}}$ представляет собой погрешность дифференцирования. С уменьшением постоянной времени цепи RC абсолютная погрешность уменьшается, однако при этом уменьшается и абсолютная

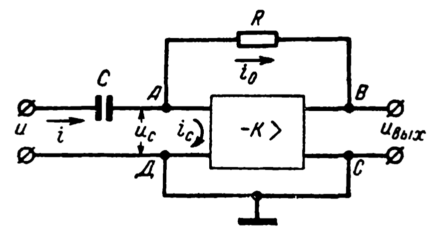


Рис. 24-7. Дифференцирующий операционный усилитель.

величина выходного напряжения. В этом состоит основной недостаток простых емкостно-омических дифференцирующих цепей. Подобные цепи могут применяться лишь для качественного дифференцирования.

Для увеличения точности и получения большей амплитуды выходного напряжения емкостно-омические дифференцирующие цепи применяются в комбинации с усилителя-

ми постоянного тока. На рис. 24-7 представлена одна из схем дифференцирующего устройства, основанного на использовании усилителя постоянного тока с отрицательной обратной связью. Такое устройство называют дифференцирующим операционным усилителем.

Выведем зависимость выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ от входного u в данной системе. При выводе этой зависимости допустим, что сеточный ток первого каскада $i_c=0$, а коэффициент усиления усилителя без обратной связи K достаточно велик (порядка 10^4—10^6 и более). Тогда можно записать: $i=i_0$, где i_0 — ток в цепи обратной связи. Далее

$$u = u_0 + u_c, \qquad (24\text{-}10)$$

где u_0 — падение напряжения на емкости C;
u_c — напряжение, действующее на входе усилителя.

Для замкнутого контура *АВСД* можно записать:

$$u_c = u_R + u_{\text{вых}}, \qquad (24\text{-}11)$$

где u_R — падение напряжения на сопротивлении обратной связи R.

Найдем выражения для токов:

$$i = C\frac{du_0}{dt};\ i_0 = \frac{u_R}{R}.$$

Из (24-10) и (24-11) можно найти:

$$u_0 = u - u_c;\ u_R = u_c - u_{\text{вых}}.$$

Так как

$$u_{\text{вых}} = -Ku_c,$$

то

$$u_c = -\frac{1}{K}u_{\text{вых}}$$

и

$$u_0 = u + \frac{1}{K}u_{\text{вых}};\quad u_R = -\frac{1+K}{K}u_{\text{вых}}.$$

Подставим значения u_0 и u_R в выражения для токов

$$i = C\frac{du}{dt} + \frac{C}{K}\frac{du_{\text{вых}}}{dt};\ i_0 = -\frac{1+K}{KR}u_{\text{вых}}.$$

Поскольку $i=i_0$, то

$$C\frac{du}{dt} + \frac{C}{K}\frac{du_{\text{вых}}}{dt} = -\frac{1+K}{KR}u_{\text{вых}}$$

или

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{1+K}{RC}u_{\text{вых}} = -K\frac{du}{dt}. \qquad (24\text{-}12)$$

Сравнивая полученное дифференциальное уравнение с уравнением для простой дифференцирующей цепи (24-9), замечаем, что постоянная времени цепи уменьшена в $(1+K)$ раз, а значение нужной нам производной увеличено в K раз.

Если u — линейная функция, а $du/dt = \text{const}$, то интеграл дифференциального уравнения (24-12) будет иметь вид:

$$u_{\text{вых}} = -RC\frac{K}{1+K}\frac{du}{dt}\left(1 - e^{-\frac{1+K}{RC}t}\right).$$

Ошибка в выходном напряжении, равная в данном случае

$$\Delta u_{\text{вых}} = RC\frac{K}{1+K}\frac{du}{dt}e^{-\frac{1+K}{RC}t},$$

будет мала, так как величина $(1+K)$ велика.

С достаточной степенью точности можно принять:

$$u_{\text{вых}} = -RC\frac{K}{1+K}\frac{du}{dt} \approx -RC\frac{du}{dt}. \qquad (24\text{-}13)$$

Величина выходного напряжения по-прежнему определяется значением RC, так как $\frac{K}{1+K} \approx 1$. Однако постоянную времени можно в данном случае выбирать не из условия получения точности, а из условия получения требуемого масштаба.

Дифференцирующее устройство, использующее усилитель с отрицательной обратной связью, позволяет дифференцировать произвольные, быстроизменяющиеся функции с достаточной степенью точности. Изменения величины коэффициента усиления K в довольно широких пределах практически не оказывают влияния на точность дифференцирования.

Интегрирующий операционный усилитель

Выполнение операции интегрирования можно осуществлять с помощью пассивной интегрирующей цепи, представленной на

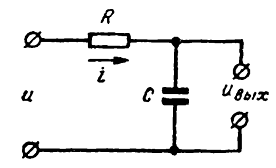


Рис. 24-8. Интегрирующая цепь.

рис. 24-8. Как известно, выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ в данной цепи связано с входным посредством линейного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами, а именно

$$\frac{du_{\text{вых}}}{dt} + \frac{1}{RC}u_{\text{вых}} = \frac{1}{RC}u. \qquad (24\text{-}14)$$

Уравнение (24-14) можно записать в виде:

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{RC}\int_0^t u\,dt - \frac{1}{RC}\int_0^t u_{\text{вых}}\,dt.$$

Первый член правой части данного выражения представляет собой искомый инте-

грал, а второй — принципиальную ошибку интегрирования.

Рассмотрим, например, получение интеграла от ступенчатой функции:

$$0 \text{ при } t \leqslant 0;$$
$$u_0 \text{ при } t \geqslant 0$$

для начальных условий $u_{вых}=0$ при $t=0$.

Интеграл уравнения (24-14) в этом случае имеет вид:

$$u_{вых} = u_0\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right). \quad (24\text{-}15)$$

Разложив правую часть равенства (24-15) в ряд по величинам t/RC, получим:

$$u_{вых} = u_0\left[\frac{t}{RC} - \frac{t^2}{2!\,(RC)^2} + \frac{t^3}{3!\,(RC)^3} - \dots\right]. \quad (24\text{-}16)$$

Первый член правой части полученного выражения, равный $u_0 t/RC$, соответствует точному значению интеграла от заданной

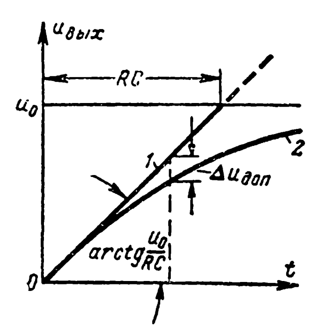


Рис. 24-9. График зависимости $u_{вых}(t)$ для интегрирующей цепи.

ступенчатой функции (прямая *1* на рис. 24-9). Остальные члены правой части представляют собой абсолютную погрешность интегрирования

$$\Delta u_{вых} = u_0\left[-\frac{1}{2!}\frac{t^2}{(RC)^2} + \frac{1}{3!}\frac{t^3}{(RC)^3} - \dots\right]. \quad (24\text{-}17)$$

Из данного выражения следует, что с увеличением постоянной времени RC абсолютная погрешность интегрирования уменьшается. С другой стороны, увеличение RC в интегрирующей цепи приводит к нежелательному уменьшению абсолютного значения $u_{вых}$.

При построении электрических интегрирующих устройств часто бывает необходимо знать время интегрирования t_1, в течение которого абсолютная погрешность $\Delta u_{вых}$ будет меньше допустимой, т. е. выполняется соотношение

$$\Delta u_{вых} \leqslant \Delta u_{доп}.$$

Для оценки точности интегрирования, как правило, пользуются относительной погрешностью:

$$\delta u_{вых} = \frac{\Delta u_{вых}}{u_{вых}} = \frac{u_0\left[-\frac{1}{2!}\frac{t^2}{(RC)^2} + \frac{1}{3!}\frac{t^3}{(RC)^3} - \dots\right]}{u_0\frac{t}{RC}} = -\frac{1}{2!}\frac{t}{RC} + \frac{1}{3!}\frac{t^2}{(RC)^2} - \dots$$

Считая $RC \gg 1$ и пренебрегая членами, содержащими t/RC в степени выше первой, как величинами второго порядка малости, можно записать:

$$|\delta u_{вых}| = \frac{1}{2}\frac{t}{RC}. \quad (24\text{-}18)$$

Из данного соотношения можно определить максимальное время интегрирования t_1, при котором относительная погрешность $\delta u_{вых}$ будет меньше допустимой, т. е. будет выполняться неравенство:

$$|\delta u_{вых}| \leqslant |\delta u_{доп}|, \quad (24\text{-}19)$$

где

$$\delta u_{доп} = \frac{\Delta u_{доп}}{u_{вых}}.$$

Можно принять:

$$|\delta u_{доп}| = \frac{1}{2}\frac{t_1}{RC}.$$

Отсюда

$$t_1 = 2RC|\delta u_{доп}|. \quad (24\text{-}20)$$

Из формулы (24-18) следует, что для интегрирования длительных процессов требуется увеличивать постоянную времени. Однако при этом, как видно из формулы (24-16), выходное напряжение будет уменьшаться. Поэтому для увеличения точности интегрирующие устройства подобно дифференцирующим строятся на основе применения усилителей постоянного тока с отрицательными обратными связями.

Подобные устройства позволяют не только получить требуемую величину выходного напряжения, но и сделать величину погрешности интегрирования пренебрежимо малой.

Имеется много схем интегрирующих усилителей. Однако мы рассмотрим лишь одну из них, нашедшую наиболее широкое применение в схемах вычислительных устройств.

На рис. 24-10 представлена схема такого интегрирующего усилителя.

Допустим, что сеточный ток входного каскада усилителя пренебрежимо мал, т. е.

можно полагать $i_c=0$, а коэффициент усилителя без обратной связи K достаточно велик (10^4—16^6 и более).

Тогда для схемы рис. 24-10 можно записать равенство

$$i = i_0, \qquad (24\text{-}21)$$

где i — ток, протекающий по сопротивлению R;

i_0 — ток в цепи обратной связи.

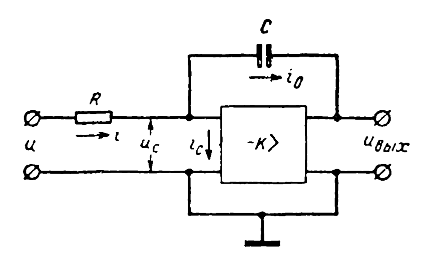


Рис. 24-10. Интегрирующий операционный усилитель.

Значения этих токов можно выразить равенствами:

$$i = \frac{u_R}{R}; \quad i_0 = C\frac{du_0}{dt}, \qquad (24\text{-}22)$$

где u_R — падение напряжения на сопротивлении R;

u_0 — падение напряжения на емкости C.

Согласно второму закону Кирхгофа имеем:

$$u = u_R + u_c; \; u_c = u_0 + u_{вых}, \; (24\text{-}23)$$

где u_c — напряжение на входе усилителя.

Из равенств (24-22) и (24-23) получим:

$$i = \frac{u - u_c}{R}; \quad i_0 = C\frac{d(u_c - u_{вых})}{dt}.$$

Учитывая, что

$$u_c = -\frac{1}{K}u_{вых},$$

где K — коэффициент усиления усилителя без обратной связи, можно записать:

$$i = \frac{u + \frac{1}{K}u_{вых}}{R};$$

$$i_0 = -\frac{C}{K}\cdot\frac{du_{вых}}{dt} - C\frac{du_{вых}}{dt} =$$

$$= -C\frac{1+K}{K}\frac{du_{вых}}{dt}.$$

Поскольку мы приняли $i \approx i_0$, то

$$\frac{u}{R} + \frac{1}{KR}u_{вых} = -C\frac{1+K}{K}\frac{du_{вых}}{dt}$$

или

$$\frac{du_{вых}}{dt} + \frac{1}{RC(1+K)}u_{вых} =$$

$$= -\frac{K}{RC(1+K)}u. \qquad (24\text{-}24)$$

Сравнивая полученное уравнение с уравнением (24-14), можно заметить их полную аналогию, однако постоянная времени в схеме интегрирующего усилителя увеличена в $(1+K)$ раз, а выходное напряжение — в K раз. Поэтому данную схему часто называют схемой с усилением постоянной времени. Увеличение постоянной времени приводит к уменьшению принципиальных ошибок интегрирования и к увеличению промежутка времени, за который процесс интегрирования входного сигнала осуществляется с достаточной точностью. Действительно, на основании формулы (24-20) можно записать для рассмотренной схемы:

$$t_1 = 2RC(1+K)\,|\delta u_{доп}|.$$

Так как величина $1+K$ равна 10^4—10^6, вторым членом левой части уравнения (24-24) можно пренебречь. На том же основании с большой степенью точности можно принять отношение $\frac{K}{1+K} = 1$. Тогда получим:

$$\frac{du_{вых}}{dt} = -\frac{1}{RC}u.$$

Отсюда

$$u_{вых} = u_{вых\,0} - \frac{1}{RC}\int_0^t u\,dt. \qquad (24\text{-}25)$$

Дрейф нуля усилителя постоянного тока

Усилители, предназначенные для работы с входными сигналами, частота которых может изменяться от нуля и выше, являются усилителями постоянного тока. Получение большого коэффициента усиления в них достигается путем применения многокаскадных схем. Гальваническая связь между каскадами, как показано на рис. 24-11, не

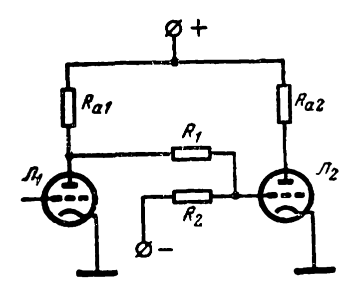


Рис. 24-11. Схема связи по постоянному току.

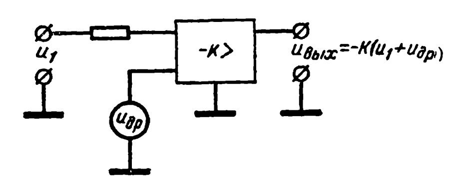


Рис. 24-12. Схема, имитирующая дрейф нуля постоянного тока.

только усложняет конструкцию усилителей, их эксплуатацию, но и является причиной появления случайных погрешностей за счет «дрейфа» нуля.

Сущность этого явления состоит в том, что при отсутствии входного сигнала и при начальной установке нулевого выходного напряжения через некоторый промежуток времени на выходе усилителя появляется напряжение, изменяющееся медленно и случайным образом. Условно можно считать, что напряжение дрейфа нуля на выходе усилителя вызывается действием некоторого эквивалентного «генератора дрейфа», включенного на вход усилителя (рис. 24-12). Тогда на входе этого усилителя будет действовать сумма двух напряжений — напряжения полезного сигнала и напряжения дрейфа $u_{др}$, являющегося случайной функцией времени.

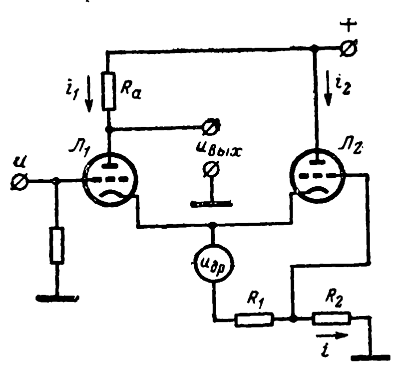


Рис. 24-13. Схема компенсации дрейфа нуля.

В многокаскадных усилителях наиболее опасным является появление дрейфа в первом каскаде, поскольку этот дрейф усиливается всеми последующими каскадами. Поэтому особое значение приобретает уменьшение дрейфа именно в первом каскаде усилителя.

Одной из главных причин, вызывающих ошибку за счет дрейфа в первом каскаде лампового усилителя, является изменение эмиссии катода ламп, включенных в этот каскад (катодный дрейф). Для компенсации катодного дрейфа часто первый каскад усилителя собирают по схеме, представленной на рис. 24-13.

В данной схеме правый триод $Л_2$ используется для компенсации напряжения дрейфа. Параметры схемы подобраны так, что при изменении эмиссии катода анодный ток i_1 лампы $Л_1$ остается практически постоянным. Выходное напряжение $u_{вых}$ должно оставаться постоянным независимо от катодного дрейфа лампы, который можно рассматривать как действие некоторой э. д. с. $u_{др}$, включенной в катодную цепь. В случае идеальной компенсации действие напряжения дрейфа должно компенсироваться соответствующим приращением тока Δi в катодной цепи так, чтобы потенциал катода относительно земли оставался неизменным, т. е.

$$u_{др} - \Delta i(R_1 + R_2) = 0,$$

откуда

$$\Delta i = \frac{u_{др}}{R_1 + R_2}, \qquad (24\text{-}26)$$

где Δi — изменение тока в катодной цепи при изменении напряжения дрейфа на $u_{др}$.

Необходимое приращение тока должно обеспечиваться компенсирующей лампой $Л_2$, которая управляется напряжением, снимаемым с сопротивления R_1; тогда

$$\Delta i = (u_{др} - \Delta i R_1) S_2,$$

откуда

$$\Delta i = \frac{u_{др} S_2}{1 + R_1 S_2}, \qquad (24\text{-}27)$$

где S_2 — крутизна лампы $Л_2$.

Приравнивая правые части выражений (24-26) и (24-27), находим условия полной компенсации:

$$\frac{u_{др} S_2}{1 + R_1 S_2} = \frac{u_{др}}{R_1 + R_2},$$

откуда

$$R_2 S_2 = 1. \qquad (24\text{-}28)$$

Анализ рассмотренной схемы показывает, что точность компенсации катодного дрейфа зависит от идентичности и стабильности характеристик обоих триодов. Поэтому данная схема позволяет практически лишь уменьшить влияние дрейфа на выходное напряжение, но не может полностью его устранить.

Включение обратной связи не приводит к устранению ошибки дрейфа. В самом деле, пусть усилитель охвачен обратной связью по напряжению (рис. 24-14). Здесь

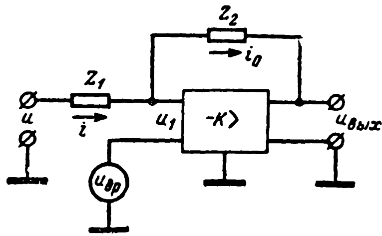


Рис. 24-14. К рассмотрению «дрейфа» нуля.

Z_1, Z_2 — соответственно входной элемент и элемент обратной связи; K — коэффициент усиления усилителя постоянного тока без обратной связи ($K<0$); $u_{др}$ — напряжение дрейфа, приведенное ко входу.

При отсутствии сеточных токов во входном каскаде можно записать:

$$i = i_0, \tag{24-29}$$

где i — ток, протекающий по Z_1;

i_0 — ток, протекающий по Z_2.

Выражение (24-29) можно представить в виде

$$\frac{u - u_1}{Z_1} = \frac{u_1 - u_{вых}}{Z_2} \tag{24-30}$$

На входе усилителя действует суммарный сигнал, состоящий из полезного сигнала u_1 и дрейфа $u_{др}$.

Тогда

$$u_{вых} = -K(u_1 + u_{др}). \tag{24-31}$$

Отсюда находим:

$$u_1 = \frac{u_{вых}}{K} - u_{др}. \tag{24-32}$$

Подставляя это выражение в (24-30), получаем:

$$u_{вых}\left(Z_1 + \frac{Z_1}{K} + \frac{Z_2}{K}\right) = -uZ_2 - u_{др}(Z_1 + Z_2).$$

Так как коэффициент усиления усилителя без обратной связи велик, то с большой точностью можно записать:

$$u_{вых} = -u\frac{Z_2}{Z_1} - u_{др}\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right),$$

где Z_2/Z_1 — коэффициент усиления усилителя с обратной связью.

Обозначим $Z_2/Z_1 = K_0$, тогда

$$u_{вых} = -K_0 u - u_{др}(1 + K_0). \tag{24-33}$$

Из формулы видно, что напряжения полезного сигнала и дрейфа усиливаются практически одинаково.

Поскольку ошибка за счет дрейфа нуля существенно влияет на общую точность схем, в состав которых входят операционные усилители, были разработаны различные методы автоматической стабилизации нуля на выходе усилителя. На рис. 24-15 представлена одна из возможных схем усилителей с автоматической стабилизацией нуля.

Схема представляет собой комбинацию усилителя постоянного тока $У$ с усилителем переменного тока $У_1$, включенным в цепь усиления входного сигнала u через модулятор $М$ и демодулятор $ДМ$. Низкочастотная составляющая входного сигнала u_1 поступает на вход усилителя постоянного тока по двум параллельным цепям — непосредственно и через дополнительный усилитель $У_1$. Фильтры $Ф_1$ и $Ф_2$ выбраны так, что усилитель $У_1$ усиливает лишь низкие частоты. Коэффициент усиления всей схемы *без обратной связи на низких частотах, очевидно, равен:*

$$K_н = K(1 + K_1),$$

где K — коэффициент усиления усилителя постоянного тока без обратной связи;

K_1 — коэффициент усиления дополнительного усилителя вместе с фильтрами, модулятором и демодулятором. Обычно $K/K_1 = 500 \div 2\,000$

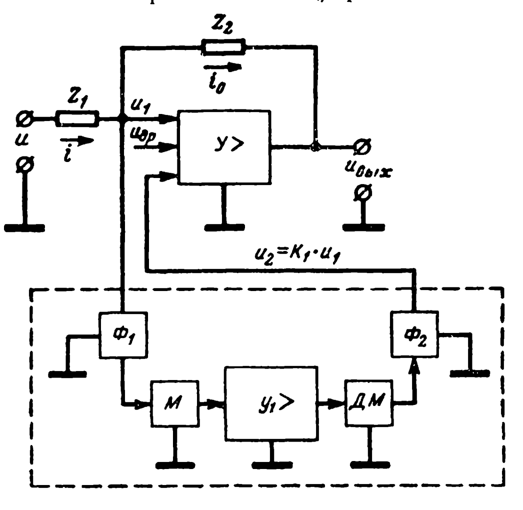


Рис. 24-15. Схема усилителя с автоматической стабилизацией нуля.

Составляющие высоких частот, лежащие за пределами полосы пропускания усилителя $У_1$, усиливаются лишь усилителем постоянного тока. Коэффициент усиления схемы для высокочастотной составляющей входного сигнала будет равен коэффициенту усиления усилителя постоянного тока, т. е. $K_{вч} = K$. Следовательно, коэффициент усиления данной схемы значительно увеличивается на низких частотах, в полосе которых лежит напряжение дрейфа.

Выведем уравнение, связывающее выходное напряжение $u_{вых}$ с входным напряжением u, с учетом дополнительного усилителя. В данном случае справедливо равенство

$$\frac{u - u_1}{Z_1} = \frac{u_1 - u_{вых}}{Z_2}. \tag{24-34}$$

Равенство (24-31) примет вид:

$$u_{вых} = -K(u_1 + u_2 + u_{др}), \tag{24-35}$$

где $u_2 = K_1 u_1$.

Подставив значение u_2 в уравнение (24-35), получим:

$$u_{вых} = -K(1 + K_1)u_1 - Ku_{др},$$

откуда

$$u_1 = -\frac{u_{вых}}{K(1 + K_1)} - \frac{u_{др}}{(1 + K_1)}.$$

Подставив значение u_1 в уравнение (24-34), найдем:

$$u_{\text{вых}}\left[Z_1+\frac{Z_1}{K(1+K_1)}+\frac{Z_2}{K(1+K_1)}\right]=$$

$$=-uZ_2-\frac{u_{\text{др}}}{1+K_1}(Z_1+Z_2).$$

Так как величина $K(1+K_1)$ весьма ве́лика, то вторым и третьим членами в квадратных скобках можно пренебречь. Тогда

$$u_{\text{вых}}=-u\frac{Z_2}{Z_1}-\frac{u_{\text{др}}}{1+K_1}\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right);$$

так как

$$\frac{Z_2}{Z_1}=K_0,$$

то

$$u_{\text{вых}}=-K_0u-\frac{1+K_0}{1+K_1}u_{\text{др}}. \qquad (24\text{-}36)$$

Сравнивая уравнение (24-36) с уравнением (24-33), можно сделать вывод, что в схеме с автоматической компенсацией дрейфа нуля относительное влияние напряжения дрейфа уменьшено в $(1+K_1)$ раз.

Блоки постоянных и переменных коэффициентов

Для умножения зависимых переменных на постоянный коэффициент в АВМ служат блоки постоянных коэффициентов. Блок постоянных коэффициентов реализует математическую зависимость вида

$$u_{\text{вых}}=au(t),$$

где a — постоянный коэффициент, который изменяется в пределах от 0 до 1;

$u(t)$ — зависимая переменная.

В основу построения блоков постоянных коэффициентов положены потенциометрические схемы различного конструктивного исполнения. Наиболее широкое применение для этой цели нашли *многооборотные потенциометры*, позволяющие представлять постоянные коэффициенты с погрешностью, не превосходящей 0,07—0,1%.

Для реализации функций времени служат блоки переменных коэффициентов. Часто с помощью этих блоков вырабатываются произведения вида

$$u_{\text{вых}}=a(t)u(t),$$

где $a(t)$ — переменный во времени коэффициент;

$u(t)$ — зависимая переменная.

Основным элементом блока является делитель напряжения с устройством для развертки выходного напряжения во времени. На рис. 24-16 представлена упрощенная схема блока переменных коэффициентов, основными элементами которого являются шаговый искатель *ШИ* и два 100-секционных делителя напряжения $Д_1$ и $Д_2$. При подаче импульсов от генератора *ГИ* в обмотку реле *Р* шагового искателя *ШИ* осуществляется скачкообразное перемещение щетки *А*. Число дискретных перемещений щетки *А* выбирается порядка 100, что равносильно разбиению заданного диапазона изменения времени на 100 равных частей.

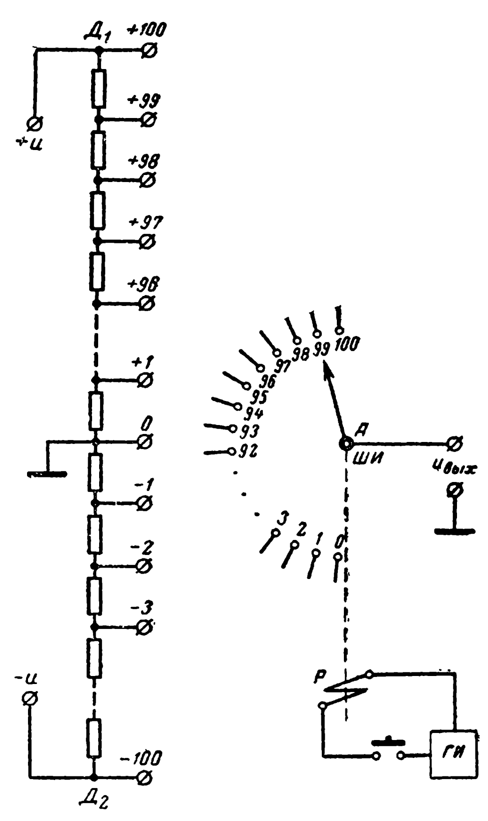


Рис. 24-16. Схема блока переменных коэффициентов.

Ординаты графика переменного коэффициента представляются в виде напряжений, снимаемых с делителей $Д_1$ и $Д_2$.

Для набора графика переменного коэффициента необходимо произвести соединения соответствующих выводов делителей и ламелей шагового искателя. При переходе щетки *А* с ламели на ламель напряжение $u_{\text{вых}}$ изменяется скачком. Устройство будет воспроизводить график переменного коэффициента в виде ступенчатой ломаной, т. е. будет осуществляться ступенчатая аппроксимация заданной кривой (рис. 24-17). Благодаря тому, что в схему на рис. 24-16 входят два делителя, питающиеся входными напряжениями одинаковой амплитуды, но разной полярности, можно воспроизводить не только знакопостоянные коэффициенты, но также и коэффициенты, меняющие знак в заданном диапазоне изменения времени.

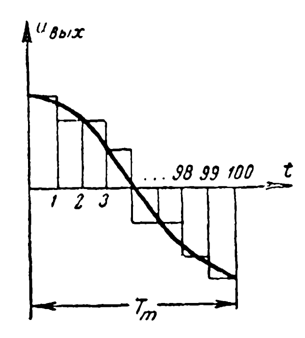


Рис. 24-17. Ступенчатая аппроксимация заданной кривой.

Нелинейные блоки

Нелинейные блоки служат в АВМ для воспроизведения функций одной или нескольких переменных, а также для умножения и деления зависимых переменных. Существуют различные конструктивные выполнения нелинейных блоков. Наиболее широкое применение нашли нелинейные блоки, построенные на диодах (диодные функциональные устройства).

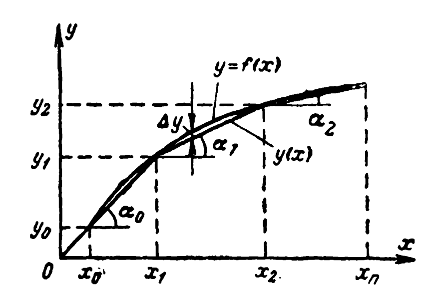


Рис. 24-18. Аппроксимация кривой ломаной линией.

Диодные функциональные устройства. В АВМ диодные функциональные устройства реализуют нелинейные функции, аппроксимируемые отрезками прямых линий. На рис. 24-18 аппроксимируемая функция $y=f(x)$ представлена ломаной $y(x)$ в диапазоне изменения $x_0 \leqslant x \leqslant x_n$.

Положим, что функция монотонна, непрерывна и обладает непрерывной производной на всем интервале аппроксимации.

Заменим данную функцию ломаной линией так, чтобы в пределах каждого интервала ошибка аппроксимации не превосходила заданного значения.

Уравнения прямых для каждого прямолинейного участка полученной аппроксимирующей функции можно найти по координатам граничных точек.

Например, для участка $x_0 \leqslant x \leqslant x_1$

$$y(x) = y(x_0) + \operatorname{tg}\alpha_0(x - x_0), \qquad (24\text{-}37)$$

где $\operatorname{tg}\alpha_0$ — угловой коэффициент прямой на данном участке.

Для $x_1 \leqslant x \leqslant x_2$

$$y(x) = y(x_1) + \operatorname{tg}\alpha_1(x - x_1).$$

Подставив значение $y(x_1)$ из (24-37), получим:

$$y(x) = y(x_0) + \operatorname{tg}\alpha_0(x_1 - x_0) + \operatorname{tg}\alpha_1(x - x_1).$$

Прибавляя и вычитая величину $\operatorname{tg}\alpha_0 x$, это выражение можно преобразовать к виду

$$y(x) = y(x_0) + \operatorname{tg}\alpha_0(x - x_0) + (\operatorname{tg}\alpha_1 - \operatorname{tg}\alpha_0)\ (x - x_1).$$

Для участка $x_2 \leqslant x \leqslant x_3$ после выполнения преобразований, аналогичных приведенным выше, найдем:

$$y(x) = y(x_0) + \operatorname{tg}\alpha_0(x - x_0) + (\operatorname{tg}\alpha_1 - \operatorname{tg}\alpha_0)(x - x_1) + (\operatorname{tg}\alpha_2 - \operatorname{tg}\alpha_1)\ (x - x_2).$$

Для произвольного i-го интервала можно записать:

$$y(x) = y(x_0) + \sum_{i=0}^{n} k_i (x - x_i), \qquad (24\text{-}38)$$

где $k_0 = \operatorname{tg}\alpha_0$; $k_i = \operatorname{tg}\alpha_i - \operatorname{tg}\alpha_{i-1}$ $(i = 1, 2, \ldots, n)$;

n — число граничных точек.

Так как в электрических и электронных устройствах все переменные представляются в виде напряжений или токов, то в равенстве (24-38) можно произвести замену переменных по формулам:

$$y(x) = m_y u_{вых};$$

$$y(x_0) = m_{x0} u_0;$$

$$x = m_x u_{вх};$$

$$x_i = m_{xi} u_{вх i} (i = 0, 1, 2, \ldots, n).$$

Тогда получим:

$$u_{вых} = \frac{m_{x0}}{m_y} u_0 + \sum_{i=0}^{n} k_i \frac{m_x}{m_y} (u_{вх} - u_{вх i}).$$

Выберем масштабы m_y, m_x, m_{x0} так, чтобы

$$\frac{m_{x0}}{m_y} = \frac{m_x}{m_y} = 1,$$

тогда

$$u_{вых} = u_0 + \sum_{i=0}^{n} k_i (u_{вх} - u_{вх i}). \qquad (24\text{-}39)$$

Для реализации зависимости (24-39) необходимо выполнить сложение постоянного напряжения u_0 с линейно изменяющимися напряжениями, вид которых представлен на рис. 24-19. Из рис. 24-19 следует, что напряжение (график *1*) может быть реализовано с помощью любого источника по-

стоянного напряжения соответствующей величины. Реализация каждого линейно изменяющегося напряжения (графики *2, 3* или *4*) может быть осуществлена с помощью специального диодного элемента.

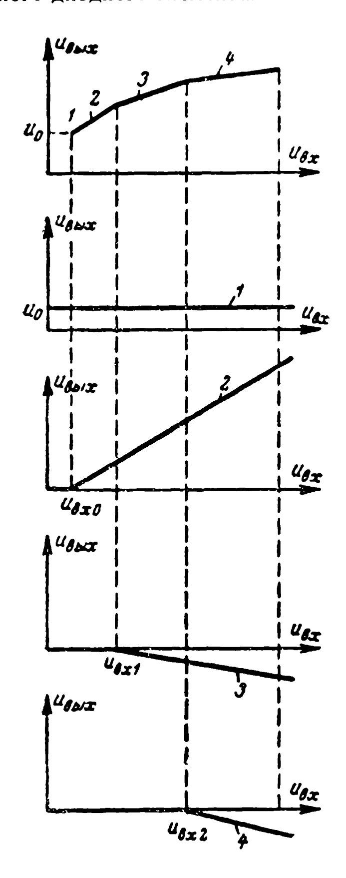


Рис. 24-19. Получение линейно-изменяющегося напряжения.

На рис. 24-20, *а* представлена схема типового диодного элемента, в состав которой входят линейные потенциометры $R_а$, $R_к$, диод *Д* и источник опорного напряжения $u_{оп}$.

Напряжение $u_а$ на аноде запертого диода *Д* можно определить по формуле

$$u_а = \frac{u_{вх} + u_{оп}}{R_а}\left(R_а - R'_а\right) - u_{оп} =$$

$$= u_{вх}\left(1 - \frac{R'_а}{R_а}\right) - u_{оп}\frac{R'_а}{R_а}.$$

Обозначим отношение $R'_а/R_а = \beta$.

Тогда

$$u_а = u_{вх}(1-\beta) - u_{оп}\beta. \qquad (24\text{-}40)$$

Ток через диод начинает протекать при $u_а \geqslant 0$. Из (24-40) при $u_а = 0$ можно определить пороговое напряжение $u_{вх.пор}$, при котором диод начинает отпираться:

$$u_{вх.пор} = u_{оп}\frac{\beta}{1-\beta}. \qquad (24\text{-}41)$$

Отсюда следует, что если $u_{оп} = \text{const}$, то, перемещая движок потенциометра $R_а$, можно изменять значение $u_{вх.пор}$, при котором отпирается диод. При отсутствии нагрузки в выходной цепи диодного элемента можно определить падение напряжения $u_к$ на катодном сопротивлении $R_к$ по формуле

$$u_к = \frac{u_а R_к}{R_к + R_{вн}}, \qquad (24\text{-}42)$$

где $R_к$ — полное сопротивление потенциометра в катодной цепи;

$R_{вн}$ — внутреннее сопротивление диода *Д* для постоянного тока.

Эквивалентная схема диодного элемента показана на рис. 24-20, *б*. В этой схеме диод заменен ключом *К* и внутренним сопротивлением $R_{вн}$. Согласно теореме об эквивалентном генераторе можно привести источник (рис. 24-20, *б*) к виду, представленному на рис. 24-20, *в*. Из схем ясно, что

$$u_{экв} = u_а;$$

$$R_{экв} = \frac{R'_а\left(R_а - R'_а\right)}{R_а};$$

Рис. 24-20. Диодный элемент для реализации линейно-изменяющегося напряжения.
а — схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — эквивалентная схема с приведенным источником.

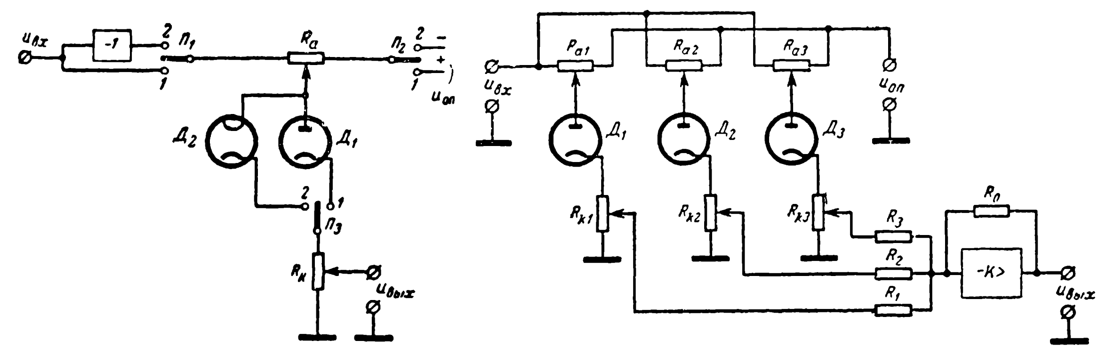


Рис. 24-21. Универсальный диодный элемент.

Рис. 24-22. Схема функционального устройства.

тогда

$$u_{\text{к}} = \frac{u_{\text{экв}}}{R_{\text{экв}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{к}}} R_{\text{к}}. \quad (24\text{-}43)$$

Далее можно записать:

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{к}} \frac{R'_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}$$

или

$$u_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{экв}}}{R_{\text{экв}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{к}}} R'_{\text{к}}. \quad (24\text{-}44)$$

Выведенные соотношения (24-41) и (24-44) показывают, что установкой движка потенциометра $R_{\text{а}}$ обеспечивается требуемое пороговое напряжение отпирания диода, а установкой движка потенциометра $R_{\text{к}}$ осуществляется регулировка крутизны получаемых характеристик, т. е. изменение коэффициента k_i в выражении (24-39).

Если в диодном элементе предусмотреть возможность переключения электродов диода, изменения знаков опорного и входного напряжений, как показано на рис. 24-21, то можно получить восемь типов характеристик $u_{\text{вых}}=f(u_{\text{вх}})$, вид которых представлен в табл. 24-1. Диодные элементы, в которых предусмотрены указанные выше переключения, являются универсальными. Применяя подобные диодные элементы, можно создавать функциональные устройства, позволяющие воспроизводить сравнительно широкий класс нелинейных функций.

На рис. 24-22 представлена упрощенная схема универсального функционального устройства, состоящего из трех диодных элементов. Напряжения с выходов диодных элементов складываются в суммирующем операционном усилителе. К недостаткам схемы рис. 24-22 следует отнести уменьшение ее входного сопротивления из-за параллельного включения большого числа потенциометров $R_{\text{а}i}$, что ограничивает число участков ломаной линии и уменьшает точность представления нелинейной функции.

Практически количество диодных элементов в схемах рассмотренных функциональных устройств ограничивается числом 11—14. Погрешности диодных функциональных устройств при этом составляют 0,5—1%.

Для построения диодных функциональных устройств применяются как вакуумные, так и полупроводниковые диоды. Характеристики диодных элементов из-за обратного сопротивления полупроводниковых диодов несколько искажаются. Для устранения подобного рода искажений необходимо или

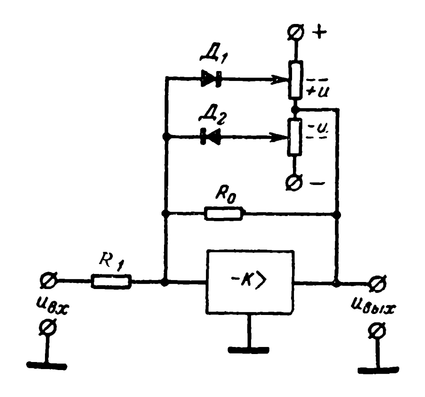
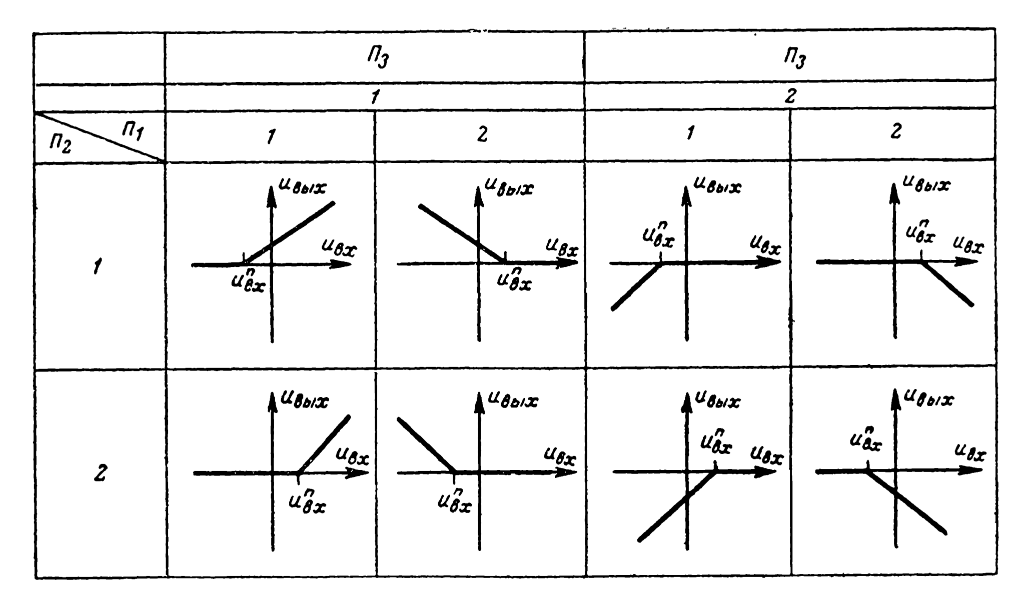


Рис. 24-23. Операционный усилитель с диодами в цепи обратной связи.

применять полупроводниковые диоды с большим обратным сопротивлением или вводить специальные корректирующие цепи.

Рассмотренные функциональные устройства позволяют получать произвольные нелинейности. Однако при моделировании ряда нелинейных систем автоматического регулирования часто требуется воспроизводить такие типовые нелинейности, как сухое трение, зона нечувствительности, релейные характеристики, петли гистерезиса и т. п. Для моделирования подобных нелинейно-

Таблица 24-1



стей могут быть использованы, например, операционные усилители совместно с диодными элементами.

На рис. 24-23 представлена схема операционного усилителя, в цепи обратной связи которого включены диоды $Д_1$, $Д_2$. При малых значениях входного напряжения диоды $Д_1$ и $Д_2$ закрыты напряжениями $+u$, и $-u$, подаваемыми от постоянного источника напряжения. При этом

$$u_{вых} = -\frac{R_0}{R_1} u_{вх}.$$

Если $|u_{вых}| \leqslant |u|$, то характеристика $u_{вых}=f(u_{вх})$ будет выглядеть так, как показано на рис. 24-24. При достижении абсолютного значения $u_{вых}$, равного u, один

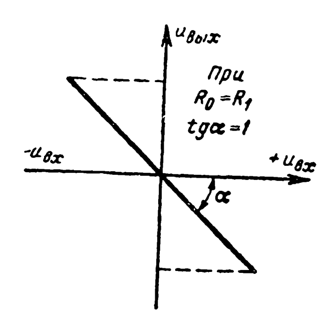


Рис. 24-24. График зависимости $u_{вых}=f(u_{вх})$ при $|u_{вых}| \leqslant |u|$ для схемы на рис. 24-23.

из диодов открывается и сопротивление R_0 шунтируется прямым сопротивлением диода. Сопротивление в цепи обратной связи усилителя в этом случае практически равно прямому сопротивлению диода, и коэффициент усиления усилителя с обратной связью близок к нулю. Напряжение на выходе данного устройства можно считать постоянным.

Окончательная характеристика рассмотренного устройства представлена на рис. 24-25.

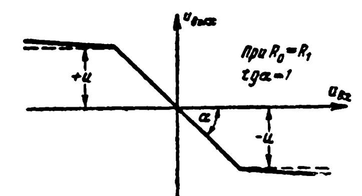


Рис. 24-25. График зависимости $u_{вых}=f(u_{вх})$ для схемы на рис. 24-23.

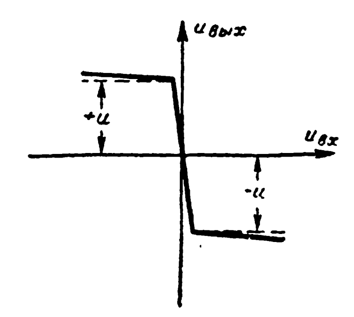


Рис. 24-26. График зависимости $u_{вых}=f(u_{вх})$ при $R_0 \to \infty$ для схемы на рис. 24-23.

При $R_0 \to \infty$ характеристика $u_{вых}=f(u_{вх})$ будет иметь вид, представленный на рис. 24-26.

Для моделирования, например, зоны нечувствительности с ограничением может быть успешно применена схема, представленная на рис. 24-27. На рис. 24-28 изображена зависимость $u_{вых}=f(u_{вх})$ этого устройства.

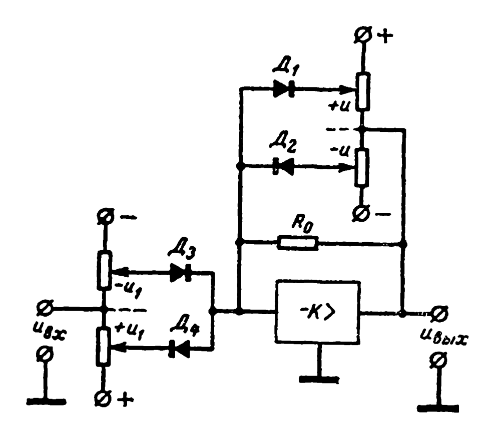


Рис. 24-27. Устройство для моделирования зоны нечувствительности с ограничением.

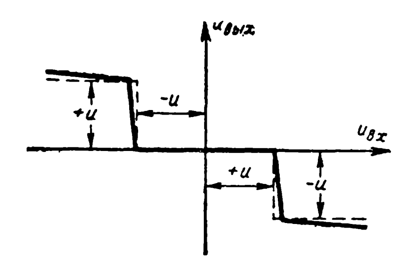


Рис. 24-28. График зависимости $u_{вых}=f(u_{вх})$ для устройства на рис. 24-27.

Используя подобные устройства, можно моделировать широкий класс типичных нелинейностей, необходимых для исследования различных нелинейных систем автоматического регулирования.

Множительные и делительные устройства

Множительные и делительные устройства служат для умножения или деления зависимых переменных и разделяются на две основные группы: *прямого* и *непрямого* действия.

В устройствах прямого действия используются такие элементы, физические свойства которых обеспечивают выполнение операции умножения или деления.

При построении множительных устройств непрямого действия используются различные математические зависимости, результаты решения которых эквивалентны результатам выполнения операций умножения или деления. Так, например, можно использовать зависимость вида

$$Z = xy = \left[\left(\frac{x+y}{2}\right)^2 - \left(\frac{x-y}{2}\right)^2\right], \qquad (24\text{-}45)$$

С помощью этой зависимости удается заменить прямое умножение операциями алгебраического сложения величин и возведения в квадрат.

Для получения произведения нескольких положительных сомножителей можно воспользоваться равенством

$$Z = xyp \cdots = e^{\lg x + \lg y + \lg p + \cdots}. \qquad (24\text{-}46)$$

Как в первом, так и во втором случае для реализации операции умножения требуются функциональные устройства. Легко заметить, что логарифмические множительные устройства дают возможность выполнять не только операцию умножения, но также и возведение в степень и извлечение корня.

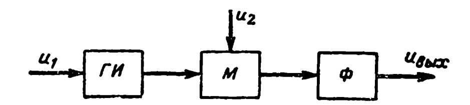


Рис. 24-29. Функциональная схема время-импульсного множительного устройства.

Множительные устройства прямого действия. В качестве множительных устройств прямого действия часто применяются устройства импульсного типа.

В множительных устройствах, использующих, например, прямоугольные импульсы, один из сомножителей представляется амплитудой импульса, а второй либо длительностью импульса, либо количеством импульсов в единицу времени. Если второй сомножитель представляется длительностью импульса, то устройство называется время-импульсным. Если же этот сомножитель представляется в виде числа импульсов в единицу времени, то такое устройство называют число-импульсным. На рис. 24-29 предоставлена функциональная схема время-импульсного множительного устройства.

Генератор импульсов *(ГИ)* генерирует прямоугольные импульсы (рис. 24-30) с периодом повторения T, амплитудой u_a и изменяемой длительностью импульса. Длительность положительного импульса τ можно выразить в виде

$$\tau = \frac{1}{2}T + t_c.$$

Частное

$$\frac{t_c}{T} = \frac{\tau}{T} - \frac{1}{2} = k_1 u_1$$

в масштабе k_1 изображает первый сомножитель. При положительном сомножителе u_1 необходимо иметь $\tau > \frac{1}{2}T$, а при отрицательном $\tau < \frac{1}{2}T$. В первом случае $t_c > 0$, во втором случае $t_c < 0$. С выхода *ГИ* серия прямоугольных импульсов, модулированных по длительности, поступает на модулятор *М*, который изменяет амплитуду этих импульсов пропорционально входному напряжению u_2.

Рис. 24-30. Импульс на выходе генератора ГИ.

Тогда можно записать:

$$u_a = k_2 u_2,$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности.

При изменении знака этого сомножителя диаграмма, представленная на рис. 24-30, изменяет свой знак на обратный. После усреднения за период T с помощью сглаживающего фильтра *Ф* выходное напряжение будет пропорционально произведению u_1 и u_2.

Действительно,

$$Tu_{\text{вых}} = \tau u_a - (T - \tau) u_a = = 2u_a \left(\tau - \frac{1}{2} T\right);$$

$$u_{\text{вых}} = 2u_a \left(\frac{\tau}{T} - \frac{1}{2}\right) = 2u_a \times \times \frac{t_c}{T} = 2k_1 k_2 u_1 u_2.$$

Заменяя через $k = 2k_1 k_2$, будем иметь:

$$u_{\text{вых}} = k u_1 u_2.$$

Таким образом, величина $u_{\text{вых}}$ изображает искомое произведение в масштабе $k = 2k_1 k_2$.

Время-импульсные множительные устройства при тщательной регулировке их блоков позволяют получить произведение с погрешностью порядка 0,1—0,3%. Однако эти устройства сравнительно сложны и, кроме того, обладают значительной инерционностью вследствие применения на выходе сглаживающих фильтров. Указанные недостатки привели к созданию и применению множительных устройств непрямого действия.

Множительные устройства непрямого действия. На рис. 24-31 дана схема множительного устройства, в котором использованы диодные функциональные преобразователи. Роль зависимых переменных x и y в данном случае играют входные напряжения u_x и u_y. Устройство реализует зависимость

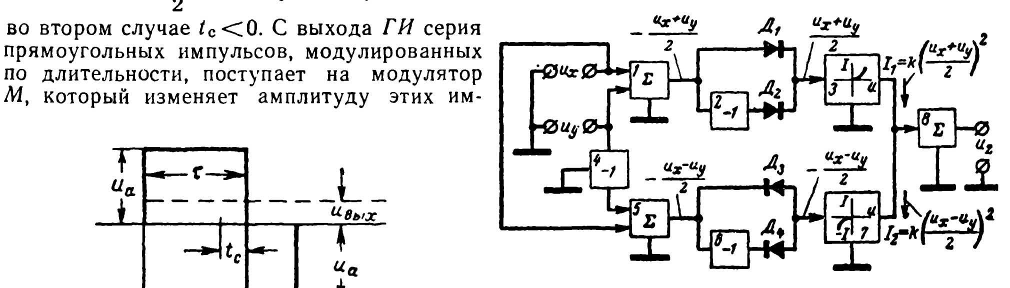


Рис. 24-31. Множительное устройство непрямого действия.

$$u_z = k\left[\left(\frac{u_x + u_y}{2}\right)^2 - \left(\frac{u_x - u_y}{2}\right)^2\right] = k u_x u_y \qquad (24\text{-}47)$$

и позволяет получать произведения знакопеременных величин.

Суммирующие устройства *1* и *5* служат для получения полусуммы и полуразности величин u_x и u_y. Наличие инвертора *2* и диодов $Д_1$ и $Д_2$ позволяет получить всегда положительный знак у напряжения, равного $\frac{u_x + u_y}{2}$. Наличие же инвертора *6* и диодов $Д_3$, $Д_4$ позволяет получить всегда отрицательный знак у напряжения, равного $\frac{u_x - u_y}{2}$. Для получения величин, пропорциональных квадратам полусуммы и полуразности напряжений u_x, u_y, служат диодные функциональные преобразователи *3* и *7*, часто называемые *квадраторами*. Определенная полярность входного сигнала для каждого квадратора позволяет упростить схему, так как каждый из них реализует лишь половину параболы.

В качестве квадраторов обычно используются функциональные диодные ламповые или полупроводниковые преобразователи, настроенные на получение квадратичной зависимости выходного тока от входного напряжения.

Выходные токи квадраторов также имеют противоположные направления. Благодаря этому достигается вычитание квадратов величин $\frac{u_x + u_y}{2}$ и $\frac{u_x - u_y}{2}$ с помощью обычного суммирующего операционного усилителя *8*.

Множительные устройства с диодными квадраторами, имеющие сравнительно высокую точность, все же довольно сложны. Поэтому для построения квадраторов ис-

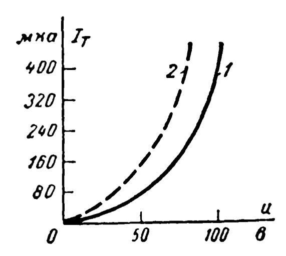


Рис. 24-32. Вольт-амперные характеристики.

1 — квадратичная; *2* — тирита.

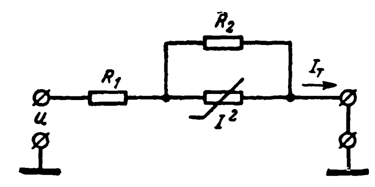


Рис. 24-33. Схема для получения характеристики, близкой к квадратичной.

пользуются некоторые нелинейные сопротивления (тириты). Вольт-амперная характеристика (*2*) тирита, приведенная на рис. 24-32, несколько отличается от квадратичной (*1*) и с достаточной степенью точности может быть аппроксимирована зависимостью вида

$$I_т = ku^n,$$

где k и n — постоянные, определяемые из экспериментально снятых характеристик.

Для тиритов, выпускаемых промышленностью, коэффициенты $k = 0{,}2 \cdot 10^{-5} \div 1{,}2 \cdot 10^{-5}$; $n = 3{,}5 \div 3{,}9$.

Чтобы получить вольт-амперную характеристику, близкую к квадратичной, используют электрическую цепь, состоящую из сопротивлений и тирита (рис. 24-33). Можно показать, что включение сопротивления R_1 спрямляет вольт-амперную характеристику электрической цепи и в то же время сокращает ее рабочий участок при тех же диапазонах изменения входного сигнала. Включение параллельного сопротивления R_2 вызывает поворот характеристики на некоторый угол. Применение двух сопротивлений R_1, R_2 позволяет приблизить характеристику цепи к квадратичной.

На рис. 24-34 изображена схема множительного устройства с тиритовыми квадраторами. Схема реализует зависимость (24-47). Сомножители u_x и u_y в виде напряжений подаются на вход устройства. На сопротивлениях R_1—R_8 и сопротивлениях тиритов осуществляется суммирование напряжений. Так как сомножители могут иметь различные знаки, то для нормальной работы схемы поставлены диоды $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$, $Д_4$, благодаря которым тирит *I* работает лишь при положительных входных сигналах, а тирит *II* — при отрицательных.

Тириты обладают большим активным сопротивлением (порядка 10^5 *ом*), которое существенно изменяется при колебаниях температуры. Поэтому в схемах, где применяются тириты, следует предусматривать температурную компенсацию. В то же время вольт-амперные характеристики тиритов практически не изменяются при значительных изменениях частоты входного сигнала.

Для компенсации погрешности, вызванной зависимостью сопротивления тирита от температуры, в цепь обратной связи суммирующего усилителя включено сопротивление $R_т$.

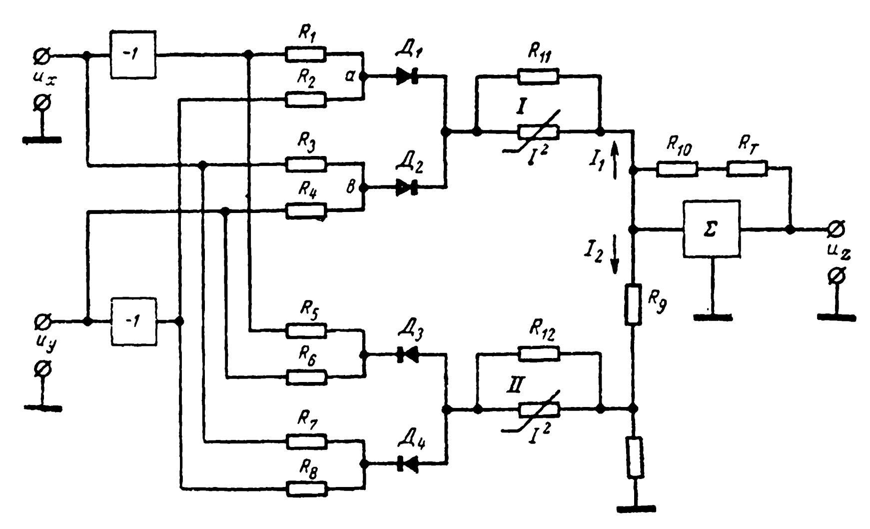


Рис. 24-34. Схема множительного устройства с тиритовыми квадраторами.

Погрешность множительных устройств, использующих квадраторы на тиритах, не превышает 1%.

Делительные устройства. Операция деления в электронных устройствах обычно выполняется путем использования множительного устройства в сочетании с функциональным устройством для получения величины, обратной заданной, либо путем включения множительного устройства в цепь обратной связи усилителя с большим коэффициентом усиления.

В первом случае делительное устройство реализует зависимость вида

$$u_z = k\left[\left(\frac{u_x + \frac{k_1}{u_y}}{2}\right)^2 - \left(\frac{u_x - \frac{k_1}{u_y}}{2}\right)^2\right] = u_x \frac{kk_1}{u_y}, \qquad (24\text{-}48)$$

где u_x, u_y — входные напряжения, представляющие делимое и делитель соответственно; коэффициент k_1 имеет размерность вольт в квадрате, а k—$1/в$.

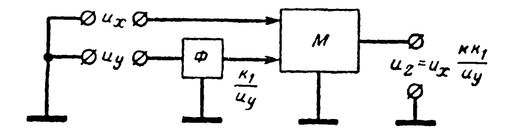


Рис. 24-35. Функциональная схема делительного устройства.

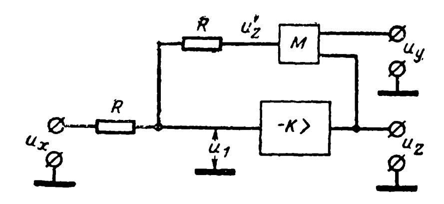


Рис. 24-36. Делительное устройство с множительным устройством в цепи обратной связи.

На рис. 24-35 изображена функциональная схема подобного делительного устройства. На схеме обозначены:

Ф — функциональное устройство, вычисляющее величину k_1/u_y по заданному напряжению u_y;

М — множительное устройство.

Во втором случае делительное устройство собирается по схеме, изображенной на рис. 24-36. В цепь обратной связи усилителя включено множительное устройство *М*, на вход которого поступают два напряжения: u_y и u_z. На выходе множительного устройства напряжение будет равно:

$$u_z' = ku_y u_z,$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Принимая напряжение на входе усилителя, имеющего большой коэффициент усиления, близким к нулю, т. е. $u_1 \approx 0$, можно записать, что

$$\frac{u_x}{R} = -\frac{u_z'}{R},$$

т. е.

$$u_x = -u_z',$$

тогда

$$u_x = -ku_y u_z$$

или

$$u_z = -\frac{1}{k}\frac{u_x}{u_y}.$$

Напряжение на выходе рассмотренной схемы пропорционально частному от деления входных напряжений u_x и u_y.

Следует заметить, что делительное устройство, собранное по второму способу, требует несколько меньшего количества оборудования сравнительно с устройством, изображенным на рис. 24-35.

24-4. ПОДГОТОВКА ЗАДАЧ ДЛЯ РЕШЕНИЯ НА АНАЛОГОВОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЕ

Подготовка задач для решения на АВМ содержит ряд этапов, к которым можно отнести:

1. Приведение уравнений к виду, удобному для решения на АВМ.
2. Выбор масштабных множителей (масштабирование задачи).
3. Составление структурной схемы соединения отдельных решающих элементов в соответствии с заданной системой уравнений.
4. Ввод начальных условий задачи и решение ее на машине.

Рассмотрим кратко содержание указанных этапов подготовки задачи для решения на АВМ структурного типа применительно к дифференциальным уравнениям.

Приведение дифференциальных уравнений к виду, удобному для решения на АВМ. Дифференциальные уравнения, подлежащие решению с помощью АВМ, могут быть заданы в виде одного уравнения n-го порядка, в виде системы дифференциальных уравнений различных порядков или в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка.

В практике решения задач на аналоговых вычислительных машинах применяются различные способы представления дифференциальных уравнений в виде, удобном для решения на машине. Наибольшее распространение получил метод, при котором уравнение n-го порядка представляется системой дифференциальных уравнений первого порядка.

Пусть дано, например, дифференциальное уравнение n-го порядка с постоянными коэффициентами и правой частью $f_n(t)$:

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1}x}{dt^{n-1}} + \cdots$$
$$\cdots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} + a_n x = f_n(t).$$

Путем подстановок

$$\frac{dx}{dt} = x_1, \quad \frac{dx_1}{dt} = x_2, \ldots, \frac{dx_{n-2}}{dt} = x_{n-1}$$

уравнение легко сводится к системе n дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{dx}{dt} = x_1; \\ &\frac{dx_1}{dt} = x_2; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\frac{dx_{n-2}}{dt} = x_{n-1}; \\ &\frac{dx_{n-1}}{dt} = -\left(\frac{a_n}{a_0} x - \frac{a_{n-1}}{a_0} x_1 + \cdots + \frac{a_1}{a_0} x_{n-1}\right) + \\ &+ \frac{1}{a_0} f_n(t). \end{aligned}\right\}$$

Анализируя полученную систему дифференциальных уравнений, можно определить основной состав необходимых блоков и связи между ними для решения задачи на аналоговой машине. Но так как все переменные в машине представляются напряжениями, изменяющимися в определенном диапазоне, то прежде всего необходимо привести все переменные исходной системы уравнений к моделирующим их напряжениям. Эта задача выполняется на этапе масштабирования задачи.

Выбор масштабных множителей. Масштабным множителем называется величина, связывающая исходную переменную с моделирующим ее напряжением. Напомним, что в электронных АВМ все переменные представляются в виде напряжений, которые будем называть *машинными переменными* и обозначать $X_1, X_2, \ldots, X_n$. В качестве независимой переменной в электронных машинах всегда принимается время t или величина τ, пропорциональная t. Машинные переменные могут изменяться в некоторых пределах $\pm U$. В аналоговых машинах на электронных лампах $|U|_{\text{макс}} = 100$ *в*, на полупроводниковых элементах $|U|_{\text{макс}} = 30 \div 50$ *в*. В дальнейших рассмотрениях примем $|U|_{\text{макс}} = 100$ *в*. Для решения задач на АВМ применяются различные способы определения масштабных множителей. Рассмотрим один из наиболее распространенных способов на примере решения системы трех дифференциальных уравнений первого порядка с правой частью и постоянными коэффициентами. Пусть имеем систему:

$$\left.\begin{aligned} &\frac{dx}{dt} = x_1; \\ &\frac{dx_1}{dt} = x_2; \\ &\frac{dx_2}{dt} = -\left(\frac{a_1}{a_0} x_2 + \frac{a_2}{a_0} x_1 + \right. \\ &\left. + \frac{a_3}{a_0} x\right) + \frac{1}{a_0} f_3(t). \end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}49)$$

Начальные условия будем для простоты полагать нулевыми. Очевидно, можно также записать:

$$x = \int_0^t \dot{x}\, dt; \quad x_1 = \int_0^t \dot{x}_1\, dt; \quad x_2 = \int_0^t \dot{x}_2 dt. \qquad (24\text{-}50)$$

Запишем уравнения для преобразования заданных переменных в машинные:

$$\left.\begin{aligned} &\tau = m_t t; \quad X = m_x x; \\ &X_1 = m_{x_1} x_1; \quad X_2 = m_{x_2} x_2; \\ &F_3(\tau) = m_{f_3} f_3(t); \quad \dot{X} = m_{\dot{x}} \dot{x}; \\ &\dot{X}_1 = m_{\dot{x}_1} \dot{x}_1; \quad \dot{X}_2 = m_{\dot{x}_2} \dot{x}_2. \end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}51)$$

В этих уравнениях X, X_1, X_2, $F_3(\tau)$, $\dot{X}$, $\dot{X}_1$, $\dot{X}_2$, τ — машинные переменные, m_t, m_{x_1}, m_{x_2}, m_{f_3}, $m_{\dot{x}}$, $m_{\dot{x}_1}$, $m_{\dot{x}_2}$ — размерные масштабные множители.

Масштабные множители должны иметь такие значения, при которых все машинные переменные в процессе решения задачи не выходили бы за пределы $\pm W_{\text{макс}}$. Целесообразно максимально использовать возможный диапазон изменения машинных переменных. В этом случае будет достигнута наибольшая точность решения задачи.

Обычно масштабные множители выбираются из следующих соотношений:

$$\left.\begin{aligned} &m_t = \frac{\tau_{\text{макс}}}{t_{\text{макс}}}; \quad m_{f_3} = \frac{|F_3(\tau)|_{\text{макс}}}{|f_3(t)|_{\text{макс}}}; \\ &m_x = \frac{|X|_{\text{макс}}}{|x|_{\text{макс}}}; \quad m_{\dot{x}} = \frac{|\dot{X}|_{\text{макс}}}{|\dot{x}|_{\text{макс}}}; \\ &m_{x_1} = \frac{|X_1|_{\text{макс}}}{|x_1|_{\text{макс}}}; \quad m_{\dot{x}_1} = \frac{|\dot{X}_1|_{\text{макс}}}{|\dot{x}_1|_{\text{макс}}}; \\ &m_{x_2} = \frac{|X_2|_{\text{макс}}}{|x_2|_{\text{макс}}}; \quad m_{\dot{x}_2} = \frac{|\dot{X}_2|_{\text{макс}}}{|\dot{x}_2|_{\text{макс}}}, \end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}52)$$

где в числителях дробей стоят максимальные значения машинных переменных и их

производных, а в знаменателях — максимальные значения исходных переменных и их производных. Так как все машинные переменные и производные от них изменяются в пределах, не превышающих ± 100 *в*, то равенства (24-52) можно представить в виде:

$$\left.\begin{aligned} m_t &= \frac{\tau_{макс}}{t_{макс}}; & m_{f_3} &= \frac{100}{|f_3(t)|_{макс}}; \\ m_x &= \frac{100}{|x|_{макс}}; & m_{\dot{x}} &= \frac{100}{|\dot{x}|_{макс}}; \\ m_{x_1} &= \frac{100}{|x_1|_{макс}}; & m_{\dot{x}_1} &= \frac{100}{|\dot{x}_1|_{макс}}; \\ m_{x_2} &= \frac{100}{|x_2|_{макс}}; & m_{\dot{x}_2} &= \frac{100}{|\dot{x}_2|_{макс}}, \end{aligned}\right\} \quad (24\text{-}53)$$

где $\tau_{макс}$ выбирается в соответствии с характеристиками исследуемой задачи и возможностями машины.

Для выбора масштабных множителей необходимо знать возможные пределы изменения исходных переменных и их производных. Эти пределы чаще всего приходится определять из физических соображений или на основании приближенных вычислений. Кроме того, можно использовать пробные решения на машине, выполненные при произвольно выбранных масштабах. Неправильный выбор масштабных множителей приведет к тому, что некоторые машинные переменные или производные от них в ходе решения выйдут за допустимые пределы (± 100 *в*). В этом случае необходимо уменьшить соответствующие масштабные множители.

При необходимости решения задачи в замедленном или ускоренном темпе вводится масштаб времени m_t, величина которого зависит от скорости течения процессов в решаемой задаче и возможностей машины. При $m_t = 1$ решение задачи будет протекать в натуральном масштабе времени.

Определение коэффициентов машинной системы уравнений. После определения в первом приближении масштабных множителей можно перейти к составлению машинной системы уравнений. Машинная система уравнений составляется на основании исходной системы уравнений путем замены в ней заданных и искомых переменных машинными. Применительно к системе (24-49), (24-50) машинная система уравнений имеет вид:

$$\left.\begin{aligned} \frac{dX}{d\tau} &= k_1 X_1; \\ \frac{dX_1}{d\tau} &= k_2 X_2; \\ \frac{dX_2}{d\tau} &= -(k_3 X_2 + k_4 X_1 + \\ &+ k_5 X) + k_6 F_3(\tau); \end{aligned}\right\} \quad (24\text{-}54)$$

$$\left.\begin{aligned} X &= k_7 \int_0^\tau \dot{X}\, d\tau; \\ X_1 &= k_8 \int_0^\tau \dot{X}_1\, d\tau; \\ X_2 &= k_9 \int_0^\tau \dot{X}_2\, d\tau. \end{aligned}\right\} \quad (24\text{-}55)$$

В данных уравнениях k_1—k_9 — некоторые постоянные коэффициенты машинной системы уравнений. Уравнения (24-55) связывают машинные переменные с их производными. Учитывая значения машинных переменных, определяемых по формулам (24-51), получаем систему уравнений с учетом масштабных множителей:

$$\left.\begin{aligned} \frac{m_x}{m_t}\frac{dx}{dt} &= k_1 m_{x_1} x_1; \\ \frac{m_{x_1}}{m_t}\frac{dx_1}{dt} &= k_2 m_{x_2} x_2; \\ \frac{m_{x_2}}{m_t}\frac{dx_2}{dt} &= -(k_3 m_{x_2} x_2 + k_4 m_{x_1} x_1 + \\ &+ k_5 m_x x) + k_6 m_{f_3} f_3(t); \end{aligned}\right\}$$

$$\left.\begin{aligned} m_x x &= k_7 \int_0^t m_{\dot{x}} \dot{x} m_t\, dt; \\ m_{x_1} x_1 &= k_8 \int_0^t m_{\dot{x}_1} \dot{x}_1 m_t\, dt; \\ m_{x_2} x_2 &= k_9 \int_0^t m_{\dot{x}_2} \dot{x}_2 m_t\, dt \end{aligned}\right\}$$

или

$$\left.\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= k_1 \frac{m_{x_1} m_t}{m_x} x_1; \\ \frac{dx_1}{dt} &= k_2 \frac{m_{x_2} m_t}{m x_1} x_2; \\ \frac{dx_2}{dt} &= -\left(k_3 m_t x_2 + k_4 \frac{m_{x_1} m_t}{m_{x_2}} x_1 + \right. \\ &\left. + k_5 \frac{m_x m_t}{m_{x_2}} x\right) + \\ &+ k_6 \frac{m_{f_3} m_t}{m_{x_2}} f_3(t); \end{aligned}\right\} \quad (24\text{-}56)$$

$$\left.\begin{aligned} x &= k_7 \frac{m_{\dot{x}} m_t}{m_x} \int_0^t \dot{x}\, dt; \\ x_1 &= k_8 \frac{m_{\dot{x}_1} m_t}{m_{x_1}} \int_0^t \dot{x}_1\, dt; \\ x_2 &= k_9 \frac{m_{\dot{x}_2} m_t}{m_{x_2}} \int_0^t \dot{x}_2\, dt. \end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}57)$$

Приравнивая коэффициенты системы уравнений (24-56) и (24-57) коэффициентам исходной системы уравнений (24-49) и (24-50), получим масштабные уравнения, устанавливающие связь между масштабными множителями и коэффициентами k_1—k_9. Масштабные уравнения имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} &k_1 \frac{m_{x_1} m_t}{m_x} = 1; \quad k_6 \frac{m_{f_3} m_t}{m_{x_2}} = \frac{1}{a_0}; \\ &k_2 \frac{m_{x_2} m_t}{m_{x_1}} = 1; \quad k_7 \frac{m_{\dot{x}} m_t}{m_x} = 1; \\ &k_3 m_t = \frac{a_1}{a_0}; \\ &k_4 \frac{m_{x_1} m_t}{m_{x_2}} = \frac{a_2}{a_0}; \quad k_8 \frac{m_{\dot{x}_1} m_t}{m_{x_1}} = 1; \\ &k_5 \frac{m_x m_t}{m_{x_2}} = \frac{a_3}{a_0}; \quad k_9 \frac{m_{\dot{x}_2} m_t}{m_{x_2}} = 1. \end{aligned}\right\}$$

Из масштабных уравнений можно определить неизвестные коэффициенты k_1—k_9, необходимые для набора машинной системы уравнений. На рис. 24-37 дана структурная схема соединений решающих элементов в соответствии с уравнениями (24-54), (24-55). На рис. 24-37 обозначено: k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6 — блоки постоянных коэффициентов; *1*, *2* — интегрирующие усилители; *3* — интегрирующий усилитель с суммированием нескольких переменных на входе; (—1) — инвертирующие усилители. Величины R на входе интегрирующих усилителей и C в цепи обратной связи выбираются из условий:

$$\frac{1}{R_1 C_1} = k_7; \quad \frac{1}{R_2 C_2} = k_8; \quad \frac{1}{R_3 C_3} = k_9.$$

Набор задачи и решение ее на машине. После составления структурной схемы решения задачи производится набор ее, заключающийся в соединении отдельных решающих элементов в соответстии со структурной схемой, в которой указываются решающие элементы, номера их входов и выходов, а также порядок соединений. После этого необходимо для каждой переменной установить начальные значения, зарядив конденсатор в цепи обратной связи операционного усилителя до требуемого напряжения. На рис. 24-38 представлена одна из наиболее распространенных схем установки начальных условий, не требующая отдельного суммирующего усилителя.

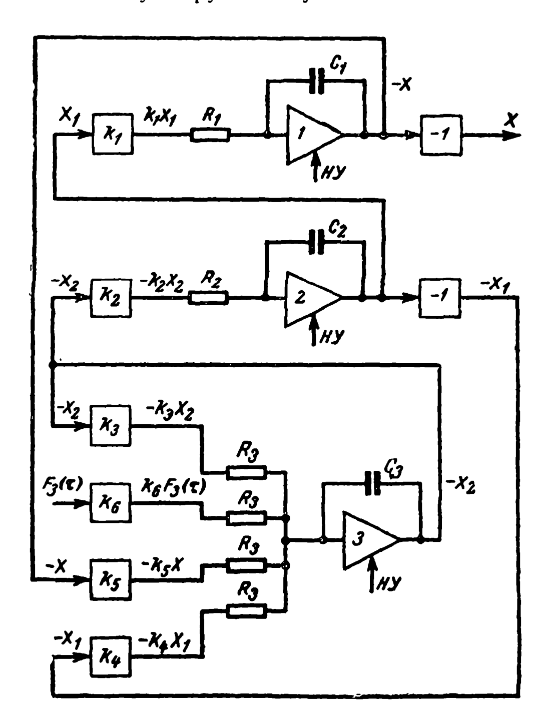


Рис. 24-37. Структурная схема устройства для решения уравнений (24-54) и (24-55).

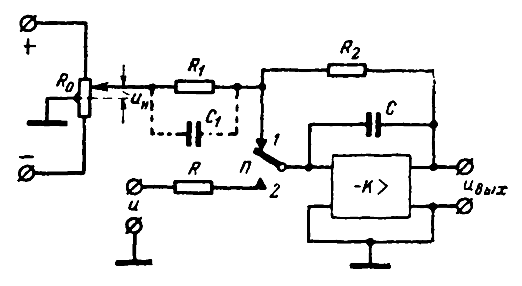


Рис. 24-38. Схема ввода начальных условий.

Перед началом работы интегрирующий усилитель переключателем *П* переводится в режим ввода начальных условий (положение *1*). Емкость *C* принудительно заряжается до требуемого напряжения, которое в установившемся режиме будет равно:

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1} u_{\text{н}}.$$

С потенциометра R_0 снимается напряжение $u_{\text{н}}$, соответствующее начальным условиям. Недостатком схемы является то, что напряжение, соответствующее начальным услови-

ям, на выходе усилителя устанавливается медленно. Ускорение процесса установки начальных условий можно достичь путем шунтирования сопротивления R_1 емкостью C_1 (на рис. 24-38 показана пунктиром).

Для регистрации решений задачи применяются различные способы:

1) по стрелочным приборам;

2) с помощью катодного или шлейфового осциллографов;

3) с помощью самописцев различных конструктивных исполнений;

4) с помощью цифрового вольтметра.

Выбор того или иного способа регистрации решений зависит от целенаправленности задачи или желания потребителя.

Пример. Пусть требуется исследовать движение ракеты на пассивном участке траектории с учетом изменения силы тяжести в зависимости от высоты полета.

Полет ракеты описывается системой уравнений:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = 0;$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -g = -g_0\left(1 - \frac{2y}{R}\right), \quad (24\text{-}58)$$

где x и y — координаты ракеты в плоской прямоугольной системе координат; x — горизонтальная ось; y — вертикальная ось; R — радиус Земли, равный 6 370 *км*; g_0 — ускорение силы тяжести на земной поверхности, равное 9,81 *м/сек*^{2}.

Введем обозначения:

$$x = x_1; \qquad y = y_1;$$

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2; \qquad \frac{dy_1}{dt} = y_2;$$

тогда система (24-58) примет вид:

$$\left.\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2; \\ \frac{dx_2}{dt} &= 0; \\ \frac{dy_1}{dt} &= y_2; \\ \frac{dy_2}{dt} &= \frac{2g_0}{R} y_1 - g_0. \end{aligned}\right\} \quad (24\text{-}59)$$

Начальные условия для решения задачи примем следующие:

$$x_0 = 0 \qquad y_0 = 300 \text{ км}$$

$$\left(\frac{dx}{dt}\right)_0 = 800 \text{ м/сек} \qquad \left(\frac{dy}{dt}\right)_0 = 200 \text{ м/сек}.$$

Запишем машинную систему уравнений в виде:

$$\left.\begin{aligned} \frac{dX_1}{d\tau} &= k_1 X_2; \\ \frac{dX_2}{d\tau} &= 0; \\ \frac{dY_1}{d\tau} &= k_2 Y_2; \\ \frac{dY_2}{d\tau} &= k_3 Y_1 - k_4 G_0. \end{aligned}\right\}$$

Максимальные значения переменных можно определить из соотношений:

$$(x_1)_{\text{макс}} = \dot{x}_0 t_{\text{макс}} = 800 \cdot 270 = 216 \text{ км};$$

$$(x_2)_{\text{макс}} = 800 \text{ м/сек}.$$

$$(y_1)_{\text{макс}} = y_0 + \frac{\dot{y}_0^2}{2g_0} = 300\,000 + \frac{(200)^2}{2 \cdot 9{,}81} \approx 302 \text{ км};$$

$$(y_2)_{\text{макс}} = \sqrt{2g_0 (y_1)_{\text{макс}}} = \sqrt{2 \cdot 9{,}81 \cdot 30{,}2 \cdot 10^4} = 2\,440 \text{ м/сек};$$

$$(t)_{\text{макс}} = t_{\text{подъема}} + t_{\text{падения}} = \frac{\dot{y}_0}{g_0} + \sqrt{\frac{2(y_1)_{\text{макс}}}{g_0}} = \frac{200}{9{,}81} + \sqrt{\frac{2 \cdot 30{,}2 \cdot 10^4}{9{,}81}} = 270 \text{ сек}.$$

Тогда

$$m_{x_1} = \frac{100}{2{,}16 \cdot 10^5} = \frac{1}{2\,160} \text{ в/м};$$

$$m_{x_2} = \frac{100}{800} = \frac{1}{8} \text{ в/м/сек};$$

$$m_{y_1} = \frac{100}{30{,}2 \cdot 10^4} = \frac{1}{3\,020} \text{ в/м};$$

$$m_{y_2} = \frac{100}{2\,440} = \frac{1}{24{,}4} \text{ в/м/сек}.$$

Так как максимальное время полета ракеты всего лишь 270 *сек*, то решение задачи можно вести в натуральном масштабе времени ($m_t = 1$). Если принять $G_0 = 100$ *в*, то, подставляя масштабы в машинную систему уравнений и учитывая $t = \tau$, получаем:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{dx_1}{dt}=k_1\frac{m_{x_2}}{m_{x_1}}x_2;\\
&\frac{dx_2}{dt}=0;\\
&\frac{dy_1}{dt}=k_2\frac{m_{y_2}}{m_{y_1}}y_2;\\
&\frac{dy_2}{dt}=k_3\frac{m_{y_1}}{m_{y_2}}y_1-k_4\frac{m_{g_0}}{m_{y_2}}g_0.
\end{aligned}\right\}$$

Отсюда можно определить:

$$k_1=\frac{m_{x_1}}{m_{x_2}}=\frac{8}{2\,160}=3,8\cdot10^{-3}\ 1/сек;$$

$$k_2=\frac{m_{y_1}}{m_{y_2}}=\frac{24,4}{3\,020}=8,1\cdot10^{-3}\ 1/сек;$$

$$k_3=\frac{2g_0m_{y_2}}{Rm_{y_1}}=$$

$$=\frac{2\cdot9,81\cdot3\,020}{6\,370\cdot10^3\cdot24,4}=0,38\cdot10^{-3}\ 1/сек;$$

$$k_4=\frac{m_{y_2}}{m_{g_0}}=\frac{1}{24,4\cdot10,2}=4,0\cdot10^{-3}\ 1/сек.$$

Определим начальные условия для машинных переменных. При $t=0$

$$X_1(0)=m_{x_1}x_1(0)=\frac{1}{2\,160}\cdot0=0;$$

$$X_2(0)=m_{x_2}x_2(0)=\frac{1}{8}\cdot800=100\ в;$$

$$Y_1(0)=m_{y_1}y_1(0)=\frac{1}{3\,020}\cdot3\cdot10^5=99,3\ в;$$

$$Y_2(0)=m_{y_2}y_2(0)=\frac{1}{24,4}\cdot200=8,2\ в.$$

Окончательно машинная система уравнений с учетом полученных значений коэффициентов примет вид:

$$\frac{dX_1}{dt}=3,8\cdot10^{-3}X_2;$$

$$\frac{dX_2}{dt}=0;$$

$$\frac{dY_1}{dt}=8,1\cdot10^{-3}Y_2;$$

$$\frac{dY_2}{dt}=0,38\cdot10^{-3}Y_1-0,40$$

Очевидно можно записать:

$$\left.\begin{aligned}
&X_1=k_5\int_0^t\dot X_1\,dt;\\
&X_2=k_6\int_0^t\dot X_2dt;\\
&Y_1=k_7\int_0^t\dot Y_1dt;\\
&Y_2=k_8\int_0^t\dot Y_2dt
\end{aligned}\right\}$$

и принять в нашем случае $k_5=k_6=k_7=k_8==1$. Тогда

$$\frac{1}{R_1C_1}=\frac{1}{R_2C_2}=\frac{1}{R_3C_3}=\frac{1}{R_4C_3}=1\ 1/сек.$$

Следует заметить, что если выбрать значения R и C из условий:

$$\frac{1}{R_1C_1}=3,8\cdot10^{-3}\ 1/сек;$$

$$\frac{1}{R_2C_2}=8,1\cdot10^{-3}\ 1/сек;$$

$$\frac{1}{R_3C_3}=0,38\cdot10^{-3}\ 1/сек;$$

$$\frac{1}{R_4C_3}=1\ 1/сек,$$

то структурная схема будет иметь вид, изображенный на рис. 24-39.

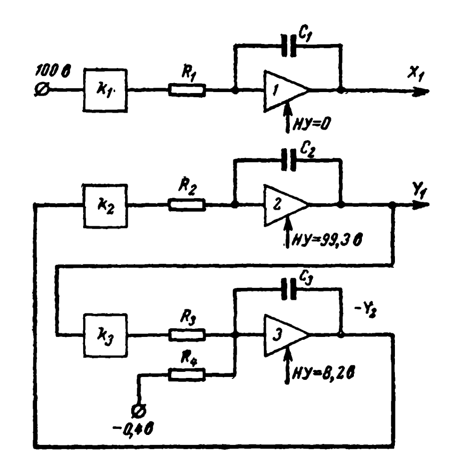


Рис. 24-39. Структурная схема для решения уравнения (24-58).

Порядок решения задачи. После ввода начальных условий в интегрирующие операционные усилители начинается процесс решения задачи.

Одним из указанных выше методов регистрируются машинные переменные X_1 и

Y_1 на выходах интегрирующих операционных усилителей *1* и *2* (рис. 24-39). По полученным значениям $X_1(t)$ и $Y_1(t)$ определяются искомые переменные:

$$x(t) = \frac{X_1}{m_{x_1}};$$

$$y(t) = \frac{Y_1}{m_{y_1}},$$

где

$$m_{x_1} = \frac{1}{2\,160}\ в/м;$$

$$m_{y_1} = \frac{1}{3\,020}\ в/м.$$

24-5. ЦИФРОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ

Арифметические и логические основы построения цифровых машин

Основные понятия. Блок-схема цифровой машины. При решении математических задач с высокой точностью применяются электронные цифровые машины. В цифровых машинах переменные и постоянные величины представляются в виде чисел. Поэтому на таких машинах можно реализовать лишь численные методы решения математических задач. Количество цифровых разрядов, а следовательно, и относительная точность вычислений, достигаемая в цифровой машине, лимитируются лишь объемом ее оборудования.

Известно, что решение любой математической задачи с помощью приближенных методов может быть сведено к большему или меньшему числу сравнительно простых арифметических операций. Так, например, для вычисления функции $\sin x$ при $0 \leqslant |x| \leqslant \pi/4$ можно воспользоваться разложением ее в ряд:

$$\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \cdots,$$

т. е. для вычисления синуса достаточно выполнить некоторую последовательность простых арифметических операций.

Однако необходимо, чтобы цифровая машина могла выполнять не только арифметические операции, но и операции, позволяющие автоматизировать процесс решения. К таким операциям можно отнести логические, операции управления и ряд других.

Устройство, в котором выполняются арифметические и логические операции, называется *арифметическим*.

Для автоматического решения задач, представленных в виде последовательности элементарных операций, требуется также устройство, позволяющее хранить исходный числовой материал, промежуточные и конечные результаты вычислений, а также информацию о порядке выполнения заданной последовательности простых операций. Такое устройство называется *запоминающим* или *памятью машины*.

Запоминающее устройство состоит из отдельных ячеек, имеющих свои номера или адреса и предназначенных для хранения чисел. Все арифметические, логические операции и операции управления в машине выполняются по специальным управляющим сигналам — *командам*.

Команда представляется в виде числа и состоит из *кодовой и адресной частей*.

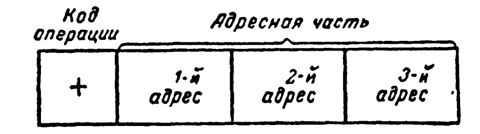


Рис. 24-40. Структура трехадресной команды.

Кодовая часть (код операции) команды содержит условное обозначение операции, которую должна выполнять машина. Адресная часть указывает на то, где хранятся числа, над которыми необходимо выполнить данную операцию, и куда направить результат. По числу адресов в команде различаются трех-, двух- и одноадресные машины. Имеются машины, команда которых содержит четыре и пять адресов, но они получили малое распространение, и мы их рассматривать не будем.

На рис. 24-40 представлено содержание трехадресной команды.

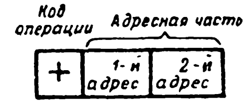


Рис. 24-41. Структура двухадресной команды.

В трехадресной команде адреса *1* и *2* указывают местонахождение чисел в памяти машины, которые нужно выбрать для исполнения операции, определяемой кодом операции. Адрес *3* указывает номер ячейки памяти, куда следует послать результат.

В двухадресной команде (рис. 24-41) в адресной части указывается лишь два адреса, по которым выбираются числа для исполнения операции, а результат либо может оставаться в арифметическом устройстве, либо посылаться в ячейку, номер которой указан, например, по второму адресу.

В одноадресной команде (рис. 24-42) в адресной части указывается всего лишь один адрес, по которому выбирается число для исполнения операции или же посылается результат.

Последовательность команд составляет *программу работы машины*.

Таким образом, цифровая машина должна иметь три основных устройства (рис. 24-43).

1. Арифметическое устройство, предназначенное для выполнения арифметических и логических операций.

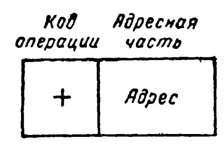


Рис. 24-42. Структура одноадресной команды.

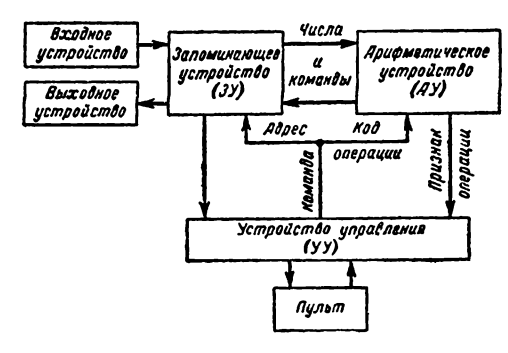


Рис. 24-43. Блок-схема цифровой вычислительной машины.

2. Запоминающее устройство (память), которое служит для хранения программы работы машины, исходных числовых данных, промежуточных и конечных результатов.

3. Устройство управления, предназначенное для управления цифровой машиной при автоматической работе ее по программе и при ручной работе с пульта.

Для ввода и вывода данных служат входные и выходные устройства.

Исходные данные, а также команды вводятся в запоминающее устройство машины, после чего машина подготовлена для решения задачи по заданной программе. В процессе решения задачи устройство управления выбирает последовательно из памяти команду за командой для исполнения. Исполнение команды протекает в два этапа. На первом этапе производится выборка команды из запоминающего устройства, а на втором — выбранная команда исполняется.

Как правило, после исполнения команды, выбранной из ячейки с номером k, исполняется очередная команда, находящаяся в ячейке с номером $k+1$ и т. д., до тех пор, пока не исполнятся все команды программы или же не встретится команда, изменяющая обычный порядок выборки. Цифровые машины, в которых команды автоматически выбираются из ячеек с номерами, увеличивающимися на единицу при каждой выборке, называются машинами с *естественным* порядком исполнения команд. Имеются цифровые машины, у которых в состав команды, кроме адресов чисел, входит также информация о том, из какой ячейки должна выбираться очередная команда. Они называются машинами с *принудительным* порядком исполнения команд.

В дальнейшем речь будет идти лишь о машинах с естественным порядком исполнения команд, поскольку такие машины наиболее распространены.

Для изменения естественного порядка исполнения команд служат специальные операции, которые называются *операциями безусловного и условного перехода.*

При операции безусловного перехода управление передается команде, адрес которой указан в адресной части команды безусловного перехода. В многоадресных командах для этого используется какой-либо один адрес.

При операции условного перехода передача управления производится лишь при выработке специального признака в арифметическом устройстве. В этом случае команда условного перехода исполняется подобно команде безусловного перехода. В противном случае естественный порядок исполнения команд не нарушается.

Введение подобного рода команд расширяет логические возможности машин и позволяет полностью автоматизировать процесс вычислений.

Таким образом, арифметическое устройство, кроме выполнения арифметических и логических действий, вырабатывает некоторые признаки, воздействующие на устройство управления. Устройство управления при этом изменяет обычный порядок выборки команд и определяет тот или иной путь вычислений.

Классификация цифровых машин. Дополнительно к общей классификации цифровые машины можно классифицировать по следующим признакам:

1. По конструкции различают машины параллельного, последовательного и последовательно-параллельного действия.

В машинах параллельного действия операции с числами выполняются во всех разрядах одновременно. Передача чисел из одной части машины в другую также осуществляется по всем разрядам одновременно. Каждому разряду числа в этих машинах соответствует определенный канал передачи. В машинах параллельного действия достигается большая скорость выполнения операций.

В машинах последовательного действия операции над числами выполняются последовательно от разряда к разряду. Передача чисел из одной части машины в другую осуществляется также последовательно по одному каналу. Разряды чисел следуют по числовому каналу друг за другом во времени. В этих машинах по сравнению с машинами параллельного действия

уменьшается количество оборудования, но вместе с тем уменьшается и скорость выполнения операций.

В машинах последовательно-параллельного действия операции с числами выполняются параллельно, а передача чисел осуществляется последовательно разряд за разрядом или группами по нескольку разрядов. В этих машинах достигается некоторая экономия оборудования за счет уменьшения каналов связи, но вместе с тем увеличивается время передачи чисел из одной части машины в другую.

2. По числу адресов в команде машины подразделяются на одноадресные, двухадресные, трехадресные, четырехадресные и т. д.

3. По форме представления чисел различают *машины с фиксированной запятой* и *машины с плавающей запятой*.

Сущность этих двух форм представления чисел будет рассмотрена в следующем параграфе.

Системы счисления

Система счисления есть совокупность цифр и правил их соединения, позволяющая представить любую величину числом и дать ему название.

Система счисления, в которой значение каждой цифры зависит от ее положения (позиции) в числе, называется *позиционной*. Любое число в позиционной системе счисления может быть записано в следующем виде:

$$[x]_p = x_n p^n + x_{n-1} p^{n-1} + \dots + x_2 p^2 + x_1 p^1 + x_0 p^0 + x_{-1} p^{-1} + x_{-2} p^{-2} + \dots + x_{-(m-1)} p^{-(m-1)} + x_{-m} p^{-m},$$

где p — основание системы счисления;

x_i — цифра i-го разряда.

Системы счисления отличаются друг от друга своими основаниями, показывающими, во сколько раз единица последующего разряда больше единицы предыдущего разряда.

Наиболее распространенной из позиционных систем счисления является *десятичная* система, в которой каждое число представляется с помощью десяти различных цифр: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.

При записи чисел каждая цифра приобретает свое значение в зависимости от ее положения в ряду цифр, изображающих число. Например, в числе 1324,31 первая слева цифра означает количество тысяч, вторая — количество сотен, третья — количество десятков, четвертая — количество единиц. Цифра 3, стоящая после запятой, означает количество десятых долей и последняя цифра 1 означает количество сотых долей.

Указанное число можно записать согласно (24-59) в виде $1324{,}31 = 1 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 4 \cdot 10^0 + 3 \cdot 10^{-1} + 1 \cdot 10^{-2}$.

Для записи чисел можно применять систему счисления с любым целым основанием.

Принимая в качестве основания число 2, получим *двоичную систему счисления*, в которой всякое число можно представить с помощью набора двух цифр: 0 и 1. При основании, равном 3, получим *троичную систему счисления*. В этой системе любое число может быть представлено с помощью набора трех различных цифр: 0, 1, 2.

В *восьмеричной системе счисления* необходимо иметь восемь различных цифр, а именно: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7.

В *шестнадцатеричной системе счисления* любое число может быть представлено с помощью шестнадцати цифр: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, *а*, *б*, *в*, *г*, *д*, *е*, где числа, большие десяти, обозначены буквами алфавита, а именно:

а — десять;
б — одиннадцать;
в — двенадцать;
г — тринадцать;
д — четырнадцать;
е — пятнадцать.

На практике при подготовке и решении математических задач на цифровых вычислительных машинах для представления чисел и команд применяются различные системы счисления.

Однако наибольшее распространение получили следующие системы: двоичная; восьмеричная; десятичная; шестнадцатеричная; двоично-десятичная.

Двоичная система счисления применяется в цифровых машинах для представления чисел и команд при выполнении арифметических и логических операций.

Применение двоичной системы счисления позволяет иметь для представления каждого разряда числа физические элементы, обладающие только двумя устойчивыми состояниями и работающие по принципу «да», «нет», что значительно упрощает конструкцию арифметического и запоминающего устройств по сравнению с теми случаями, когда используются системы счисления с основанием, большим двух.

Недостатком двоичной системы счисления является необходимость перевода входных данных из десятичной системы в двоичную, а результатов вычислений — из двоичной в десятичную.

Однако этот недостаток не является существенным, так как для большинства задач, решаемых на цифровых машинах, характерно большое число арифметических и логических операций при небольшом количестве исходных данных и выдаваемых результатов. В цифровых управляющих машинах, работающих совместно с реальными объектами, указанный выше недостаток не имеет значения, так как исходные данные в этом случае вводятся в вычислительное устройство в виде непрерывных физических величин с последующим преобразованием их в числа двоичной системы, а результаты вычислений после пре-

образования в непрерывные физические величины подаются на исполнительные устройства.

Числа в двоичной системе счисления имеют более громоздкую запись, чем в любой другой позиционной системе счисления с целым основанием. Например, трехразрядное десятичное число

$$895 = 1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$$

в двоичной системе будет представлено в виде десятиразрядного числа

$$1101111111.$$

Для сравнения различных систем счисления можно ввести понятие о количестве цифроразрядов. Количество цифроразрядов равно произведению основания системы счисления на количество разрядов в числе, т. е.

$$S = pn, \qquad (24\text{-}60)$$

где S — количество цифроразрядов;
p — основание системы счисления;
n — количество разрядов числа, представленного в системе счисления с основанием p.

Эта характеристика является далеко не полной и может служить лишь для грубой оценки преимуществ одной системы счисления перед другой.

Восьмеричная система счисления, так же как и шестнадцатеричная, вследствие простоты перевода в двоичную систему широко применяется для представления команд в программе при подготовке задач.

Десятичная система счисления применяется главным образом для представления чисел при вводе исходных данных и выводе результатов решения из машины.

Двоично-десятичная система счисления представляет собой десятичную систему счисления, в которой десятичные цифры каждого разряда числа изображены в двоичной системе. Например, число 479 в двоично-десятичной системе будет представлено в виде:

4	7	9
0100	0111	1001

Эта система счисления служит промежуточной при переводе из десятичной в двоичную систему счисления и обратно. В некоторых цифровых машинах двоично-десятичная система счисления применяется и для выполнения арифметических действий.

Однако двоично-десятичная система счисления менее экономична по сравнению с двоичной, так как для представления чисел в двоично-десятичной системе требуется примерно на 20% больше двоичных разрядов, чем для представления их в обычной двоичной системе. Кроме того, выполнение арифметических действий над числами в двоично-десятичной системе значительно сложнее, чем над числами, представленными в двоичной системе.

Перевод чисел из одной позиционной системы счисления в другую

Перевод целых чисел. Пусть дано целое число $[x]_p$, представленное в системе счисления с основанием p. Требуется перевести его в систему счисления с основанием r, т. е. найти число $[x]_r$.

Предположим, что изображение числа $[x]_p$ найдено и имеет вид:

$$[x]_p = x_n p^n + x_{n-1} p^{n-1} + \ldots + x_1 p^1 + x_0 p^0, \qquad (24\text{-}61)$$

где x_n, x_{n-1}, ..., x_0 — цифры p-ичной системы.

Разделив $[x]_p$ на число r, представленное в системе счисления с основанием p, получим:

$$[x]_p = [x_1]_p r + x_0',$$

где $[x_1]_p$ — целое частное от деления $[x]_p$ на r;
x_0' — остаток $x_0' < r$.

Далее, разделив целое частное $[x_1]_p$ на r, получим:

$$[x_1]_p = [x_2]_p r + x_1',$$

где $[x_2]_p$ — целое частное от деления $[x_1]_p$ на r;
x_1' — остаток $(x_1' < r)$.

Аналогично, разделив целое частное $[x_2]_p$ на r, получим:

$$[x_2]_p = [x_3]_p r + x_2',$$

где $[x_3]_p$ — целое частное от деления $[x_2]_p$ на r;
x_2' — остаток $(x_2' < r)$.

Деление будем продолжать до тех пор, пока

$$[x_m]_p = x_m' < r.$$

Последовательной подстановкой получим выражение $[x]_p$ в виде

$$[x]_p = [x_1]_p r + x_0' = [[x_2]_p r + x_1'] r + x_0' = [x_2]_p r^2 + x_1' r + x_0' = [[x_3]_p r + x_2'] r^2 + x_1' r + x_0' = [x_3]_p r^3 + x_2' r^2 + x_1' r + x_0' = \cdots = [x_{m-1}]_p r^{m-1} + x_{m-2}' r^{m-2} + x_{m-3}' r^{m-3} + \cdots + x_0' = x_m' r^m + x_{m-1}' r^{m-1} + x_{m-2}' r^{m-2} + \cdots + x_0'.$$

Таким образом, запись числа, представленного в системе счисления с основанием r, имеет вид:

$$[x]_r = [x'_m x'_{m-1} \cdots x'_0]_r,$$

где x'_i — цифра i-го разряда числа, представленного в системе счисления с основанием r.

На основании изложенного можно сформулировать следующее правило.

Перевод целого числа из позиционной системы счисления с основанием p в другую позиционную систему с основанием r осуществляется посредством деления числа, представленного в системе счисления с основанием p, на основание r. Остаток от первого деления дает цифру первого (младшего) разряда числа в системе счисления с основанием r. После этого производится деление полученного частного на основание r, остаток от которого дает цифру второго (справа) разряда и т. д. Деление продолжается до получения целого частного, меньшего r.

Рассмотрим случай перевода целых чисел из одной системы счисления в другую, когда между основаниями двух систем счисления имеется соотношение вида

$$p = r^k,$$

где k — целое число.

Подставив в выражение (24-61) вместо p величину r^k, получим:

$$[x]_p = x_n r^{nk} + x_{n-1} r^{(n-1)k} + \ldots$$
$$\ldots + x_1 r^k + x_0. \qquad (24\text{-}62)$$

Все цифры x_i суть целые числа, меньшие $p = r^k$.

Представим каждую из цифр x_i в системе счисления с основанием r в виде k-разрядного числа

$$x_0 = x_{0,k-1} r^{k-1} + x_{0,k-2} r^{k-2} + \ldots +$$
$$+ x_{0,1} r + x_{0,0} = (x_{0,k-1} x_{0,k-2} \ldots x_{0,0});$$
$$x_1 = x_{1,k-1} r^{k-1} + x_{1,k-2} r^{k-2} + \ldots +$$
$$+ x_{1,1} r + x_{1,0} = (x_{1,k-1} x_{1,k-2} \ldots x_{1,0});$$
$$x_n = x_{n,k-1} r^{k-1} + x_{n,k-2} r^{k-2} +$$
$$+ \ldots + x_{n,1} r + x_{n,0} = (x_{n,k-1} x_{n,k-2} \ldots$$
$$\ldots x_{n,0}).$$

Если теперь подставить в равенство (24-62) вместо цифр x_i их выражения, то легко видеть, что получится многочлен, расположенный по степеням числа r:

$$[x] = (x_{n,k-1} r^{(n+1)k-1} + x_{n,k-2} r^{(n+1)k-2} +$$
$$+ \ldots + x_{n,0} r^{nk}) + (x_{n-1,k-1} r^{nk-1} +$$
$$+ \ldots + x_{n-1,0} r^{(n-1)k}) + \ldots + (x_{0,k-1} r^{k-1} +$$
$$+ \ldots + x_{0,0}).$$

Таким образом, коэффициенты x_{ij} в данном случае являются цифрами в изображении числа x в системе счисления с основанием r.

Отсюда вытекает правило: для перевода числа, представленного в системе счисления с основанием p, в систему с основанием r, при $p = r^k$, где k — целое число, необходимо и достаточно заменить каждую цифру системы p ее представлением в системе r. И наоборот, для перевода числа, представленного в системе счисления с основанием r, в систему счисления с основанием p, если $p = r^k$ и k — целое число, необходимо каждую группу, состоящую из k цифр системы r, заменить цифрой системы p.

Пример 1. Перевести целое десятичное число $[x]_{10} = 473$ в системы счисления с основаниями $r = 2$; 8; 16.

1. $r = 2$

473	2							
4	236	2						
7	2	118	2					
6	3	10	59	2				
13	2	18	4	29	2			
12	16	18	19	2	14	2		
1	16	0	18	9	14	7	2	
остаток	0		1	8	0	6	3	2
				1		1	2	1
							1	

←— направление чтения числа

$$[x]_r = [x]_2 = 111011001.$$

Переведем для проверки полученное двоичное число снова в десятичное. Для этого представим двоичное число в виде (24-59), где цифры и основание должны быть представлены в системе счисления, в которую переводится данное число. Тогда

$$[x]_{10} = 1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 +$$
$$+ 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 +$$
$$+ 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 256 + 128 + 64 +$$
$$+ 0 + 16 + 8 + 0 + 0 + 1 = 473.$$

2. $r = 8$

473	8	
40	59	8
73	56	7
72	3	
1		

←— направление чтения числа

$$[x]_r = [x]_8 = 731.$$

Проверка:

$$[x]_{10} = 7\cdot 8^2 + 3\cdot 8^1 + 1\cdot 8^0 =$$
$$= 448 + 24 + 1 = 473.$$

3. $r=16$.

Воспользуемся обозначениями для цифр шестнадцатеричной системы, введенными ранее:

0; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9;

а; *б*; *в*; *г*; *д*; *е*;

473	16	
32	29	16
153	16	1
144	13 остаток	
9 остаток		

←— направление чтения числа

$$[x]_{16} = 1г9.$$

Проверка:

$$[x]_{16} = 1\cdot 16^2 + 13\cdot 16^1 + 9\cdot 16^0 =$$
$$= 256 + 208 + 9 = 473.$$

Пример 2. Перевести число $[x]_p=321$, представленное в системе счисления с основанием $p=4$, в систему с $r=2$.

В этом случае имеем:

$$p = r^k = 2^2;\ k = 2.$$

Для перевода четверичного числа заменяем каждый разряд этого числа двухразрядными двоичными числами

3 2 1

11 10 01 → 111001.

Четверичному числу 321 соответствует двоичное число 111001.

Пример 3. Перевести восьмеричное число $[x]_8=763$ в двоичное.

Имеем:

$$p = 8;\ r = 2;\ k = 3.$$

Для перевода восьмеричного числа заменяем каждый разряд этого числа трехразрядными двоичными числами

7 6 3

111 110 011 → 111110011.

Восьмеричному числу 763 соответствует двоичное число 111110011.

Пример 4. Перевести двоичное число $[x]_2=1101100010$ в четверичное.

Для перевода разбиваем двоичное число на группы, каждая из которых состоит из двух цифр и заменяем четверичной цифрой:

$$\underbrace{11}_{3}\ \underbrace{01}_{1}\ \underbrace{10}_{2}\ \underbrace{00}_{0}\ \underbrace{10}_{2} \to 31202.$$

Двоичному числу 1101100010 соответствует четверичное число 31202.

Пример 5. Перевести двоичное число $[x]_2=101110010$ в восьмеричное. В этом случае двоичное число $[x]_2$ разбиваем на группы по три разряда и заменяем каждую группу восьмеричной цифрой:

$$\underbrace{101}_{5}\ \underbrace{110}_{6}\ \underbrace{010}_{2} \to 562.$$

Двоичному числу $[x]_2=101110010$ соответствует восьмеричное число $[x]_8=562$.

Перевод правильных дробей. Пусть дана правильная дробь $[x]_p$, представленная в системе счисления с основанием p. Требуется представить ее в системе счисления с основанием r, т. е. найти правильную дробь $[x]_r$. Предположим, что изображение дроби $[x]_p$ найдено и имеет вид:

$$[x]_p = x_{-1}p^{-1} + x_{-2}p^{-2} + \dots +$$
$$+ x_{-(n-1)}p^{-(n-1)} + x_{-n}p^{-n}, \quad (24\text{-}63)$$

где $x_{-1}, x_{-2}, \dots, x_{-n}$ — цифры p-ичного системы счисления.

Умножив $[x]_p$ на r, представленное в системе счисления с основанием p, получим:

$$r[x]_p = x_1' + [x_1]_p,$$

где x_1' — целая часть, полученная в результате умножения правильной дроби $[x]_p$ на основание r;

$[x_1]_p$ — правильная дробь.

Умножив правильную дробь $[x_1]_p$ снова на r, получим:

$$r[x_1]_p = x_2' + [x_2]_p,$$

где x_2' — целая часть, полученная при умножении дроби $[x_1]_p$ на основание r;

$[x_2]_p$ — правильная дробь.

В результате такого последовательного умножения можно получить:

$$r[x]_p = x_1' + [x_1]_p;$$
$$r[x_1]_p = x_2' + [x_2]_p;$$
$$\dots\dots\dots\dots\dots$$
$$r[x_{m-1}]_p = x_m' + [x_m]_p;$$
$$r[x_m]_p = x_{m+1}' + [x_{m+1}]_p$$

или

$$[x]_p = (x_1' + [x_1]_p)\,r^{-1};$$
$$[x_1]_p = (x_2' + [x_2]_p)\,r^{-1};$$
$$\dots\dots\dots\dots\dots$$
$$[x_{m-1}]_p = (x_m' + [x_m]_p)\,r^{-1};$$
$$[x_m]_p = (x_{m+1}' + [x_{m+1}]_p)\,r^{-1}.$$

Последовательной подстановкой получим выражение в виде

$$[x]_p = x_1' r^{-1} + \left(x_2' + \left[x_2 \right]_p \right) r^{-2} =$$
$$= x_1' r^{-1} + x_2' r^{-2} + \left(x_3' + \left[x_3 \right]_p \right) r^{-3} = \cdots$$
$$\cdots = x_1' r^{-1} + x_2' r^{-2} + \cdots + \left(x_{m-1}' +\right.$$
$$\left.+ \left[x_{m-1} \right]_p \right) r^{-(m-1)} = x_1' r^{-1} + x_2' r^{-2} + \cdots +$$
$$+ \left(x_m' + \left[x_m \right]_p \right) r^{-m} = x_1' r^{-1} + x_2' r^{-2} + \cdots$$
$$\cdots + x_m' r^{-m} + \left(x_{m+1}' + \left[x_{m+1} \right]_p \right) r^{-(m+1)}.$$

Округляя результат до единицы m-го разряда, получаем:

$$\left[x \right]_p = x_1' r^{-1} + x_2' r^{-2} + \cdots +$$
$$+ x_{m-1}' r^{-(m-1)} + x_m' r^{-m} .$$

Отсюда следует, что запись правильной дроби, представленной в системе счисления с основанием r, имеет вид:

$$\left[x \right]_r = \left[0, x_1' x_2' x_3' \cdots x_{m-1}' x_m' \right].$$

Сформулируем правило для перевода правильной дроби из одной системы счисления в другую.

Перевод правильной дроби, представленной в системе счисления с основанием p, в систему с основанием r, осуществляется посредством последовательного умножения дробных частей на основание новой системы счисления r, записанное в системе счисления с основанием p. При каждом умножении выделяется целая часть полученного произведения. Целые части являются цифрами изображения заданной дроби в системе счисления с основанием r. Рассмотренный процесс продолжается до получения требуемой точности.

Пример 1. Перевести десятичную дробь $[x]_{10} = 0{,}328125$ в двоичную.

↓— направление чтения числа.

0	328 125 × 2
0	656 250 × 2
1	312 500 × 2
0	625 000 × 2
1	250 000 × 2
0	500 000 × 2
1	000 000 × 2
0	. . .

Десятичная дробь $[x]_{10} = 0{,}328125$ в двоичной системе счисления представляется в виде

$$[x]_2 = 0{,}0101010\ldots$$

Двоичная дробь округлена до единицы седьмого разряда, т. е. представлена с точностью до 2^{-7}.

Проверка:

$$[x]_{10} = 0 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} + 0 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4} +$$
$$+ 0 \cdot 2^{-5} + 1 \cdot 2^{-6} + 0 \cdot 2^{-7} = 0 + \frac{1}{4} +$$
$$+ 0 + \frac{1}{16} + 0 + 0\frac{1}{64} + 0 = \frac{21}{64} = 0{,}328125.$$

Пример 2. Перевести правильную десятичную дробь $[x]_{10} = 0{,}9375$ в восьмеричную систему счисления

0	9375 × 8
7	5000 × 8
4	0000

Восьмеричная запись десятичной дроби 0,9375 представляется в виде 0,7400.

Проверка:

$$[x]_{10} = 7 \cdot 8^{-1} + 4 \cdot 8^{-2} = \frac{7}{8} + \frac{4}{64} =$$
$$= \frac{15}{16} = 0{,}9375.$$

Пример 3. Перевести восьмеричную дробь $[x]_8 = 0{,}7321$ в двоичную.

Имеем:

$$p = 8;\ r = 2;\ k = 3.$$

Для перевода заменяем каждый разряд восьмеричной дроби трехразрядными двоичными числами:

0, 7 3 2 1

0, 111 011 010 001 → 0,111011010001.

Восьмеричной дроби 0,7321 соответствует двоичная дробь 0,111011010001.

Пример 4. Перевести двоичную дробь $[x]_2 = 0{,}0111111011$ в восьмеричную.

Для перевода разбиваем двоичную дробь $[x]_2$ на группы по три разряда, начиная со старших разрядов, и заменяем каждую группу восьмеричной цифрой

0, 011 111 101 100

0, 3 7 5 4 →0,3754.

Двоичному числу 0,0111111011 соответствует восьмеричное число 0,3754.

Последняя неполная группа формируется путем добавления нулей, так как добавление нулей в дробных числах не изменяет величины дроби.

Перевод смешанной дроби. Перевод смешанной дроби из одной позиционной системы в другую производится путем перевода целой и дробной частей отдельно по правилам перевода для целых и дробных чисел.

Изображение смешанной дроби на основании формул (24-61) и (24-63) может быть дано в виде

$$[x]_p = x_n p^n + \cdots + x_1 p^1 + x_1 p^0 + + x_{-1} p^{-1} + \cdots + x_{-m} p^{-m} = \sum_{k=-m}^{n} x_k p^k. \quad (24\text{-}64)$$

Пример 1. Перевести смешанную десятичную дробь 37,53 в двоичную систему счисления.

1. Переведем целую часть:

```
37 | 2
 2 |----
-- | 18 | 2
17 | 18 |----
16 | -- | 9 | 2
-- |  0 | 8 |----
 1 |      -- | 4 | 2
        1    | 4 |----
               -- | 2 | 2
               0  | 2 |----
                    -- | 1
                    0
```

← — направление чтения числа.

Десятичное число 37 в двоичной системе счисления изображается в виде 100101.

2. Переведем дробную часть:

0	53 ×2
1	06 ×2
0	12 ×2
0	24 ×2
0	48 ×2
0	96 ×2
1	92 ×2
1	84

и т. д.

Дробная часть 0,53 в двоичном изображении представляется числом с точностью до единицы седьмого разряда в виде

$$0{,}1000011.$$

Смешанная десятичная дробь 37,53 в двоичной системе счисления представляется в виде

$$100101 + 0{,}1000011 = 100101{,}1000011.$$

Формы представления чисел в цифровых машинах

Выделение порядка числа. В цифровых вычислительных машинах, как уже говорилось, все переменные величины представляются в виде n-разрядных чисел в некоторой системе счисления с основанием p.

Любое число x на основании формулы (24-64) можно привести к виду

$$x = \pm p^q \left(\sum_{k=-m}^{n} x_k p^{k-q} \right), \quad (24\text{-}65)$$

где x_k — цифры 0, 1, ..., $p-1$;
q — порядок числа.

Например, десятичное число +315,872 согласно формуле (24-65) может быть представлено в виде

$$[x]_{10} = 10^3(3 \cdot 10^{-1} + 1 \cdot 10^{-2} + + 5 \cdot 10^{-3} + 8 \cdot 10^{-4} + 7 \cdot 10^{-5} + + 2 \cdot 10^{-6}).$$

В этом примере основание системы $p=10$, $q=3$.

Число q может быть положительным, равным нулю и отрицательным.

Если показатель q в машине остается постоянным для всех чисел, с которыми оперирует машина, то такая машина называется машиной с фиксированной запятой. Если показатель q — переменный, то такая машина называется машиной с плавающей запятой.

В машинах с фиксированной запятой чаще всего выбирают $q=0$, так как при $q>0$ усложняется программирование. При $q<0$ происходит потеря значащих цифр при выбранном числе разрядов.

При $q=0$ получаем число в форме (24-64). Если при этом $n=-1$, то целая часть числа отсутствует и все числа укладываются в диапазоне $0 \leqslant |x| < 1$.

Изображение знаков чисел. Числа, с которыми оперирует цифровая машина, могут быть как положительными, так и отрицательными. Для изображения знаков удобно пользоваться цифрами двоичной системы счисления 0 и 1. Можно изображать плюс нулем, а минус — единицей или наоборот. В дальнейшем изложении будем полагать, что первый разряд числа служит для изображения знака и знак плюс изображается 0, а знак минус — 1.

Такое изображение знаков удобно при определении знака произведения или частного, который получается в результате сложения по модулю 2 знаковых разрядов чисел, участвующих в операциях. Сложение

знаковых разрядов по модулю 2 выполняется по правилу:

$$0+0=0$$
$$0+1=1$$
$$1+0=1$$
$$1+1=0$$

Представление чисел в машинах с фиксированной запятой. Числа в машинах с фиксированной запятой изображаются набором цифр (кодом) вида:

$$x_0x_1x_2x_3 \dots x_n,$$

где x_0 — цифра двоичной системы счисления, изображающая знак;
x_i (i — от 1 до n) — цифра i-го разряда числа x.

В машинах с фиксированной запятой диапазон изменения чисел обычно мал, что необходимо учитывать при подготовке задач для решения на машине.

Так, например, при $q=4$, $n=3$ и $m=4$ из формулы (24-65) устанавливаем, что диапазон изменения чисел в десятичной системе находится в пределах от 0000,0001 до 9999,9999. Все числа, меньшие 0000,0001, в машине будут представлены в виде нулей (машинные нули). Если же при решении будут встречаться числа больше 9999,9999, то возникнет так называемое переполнение разрядной сетки. Для того чтобы избежать появления машинных нулей или же переполнения разрядной сетки, необходимо для чисел выбрать соответствующие масштабные коэффициенты. Подбор масштабных коэффициентов затрудняет подготовку задач для решения на машинах с фиксированной запятой.

Представление чисел в машинах с плавающей запятой. В машинах с плавающей запятой, как уже говорилось, показатель q (порядок числа) не является постоянным. Каждое число изображается в виде двух частей. Первая часть служит для изображения порядка, вторая часть — для изображения цифровой части числа (так называемой *мантиссы*), т. е. число x представляется в виде

$$x = p^q\alpha,$$

где p — основание системы счисления;
q — порядок числа;
α — мантисса числа.

При $p=2$, $x=2q\alpha$.

В качестве мантиссы α обычно выбирают правильную дробь, т. е. полагают:

$$|\alpha| < 1.$$

С учетом цифр, изображающих знаки порядка и мантиссы, числа в машинах с плавающей запятой представляются в виде

$$\underbrace{y_0\, y_1\, y_2 \cdots y_k}_{\text{порядок}},\ \underbrace{x_0\, x_1\, x_2 \cdots x_n}_{\text{мантисса}},$$

где y_0 — знак порядка;
x_0 — знак мантиссы;
$y_1\, y_2 \dots y_k$ — величина порядка;
$x_1\, x_2 \dots x_n$ — величина мантиссы.

Например, двоичный код 0110,0111011001 содержит порядок +110, равный плюс шести (+6), и мантиссу +0,111011001, т. е. изображает собой число $x=2^6 \cdot 0{,}111011001$.

В машинах с плавающей запятой двоичные числа называются *нормализованными,* если они представлены в виде

$$x = 2^q\alpha,$$

где

$$\alpha = \pm 0{,}1\ x_2x_3 \dots x_n,$$

т. е. первая цифра после запятой в мантиссе есть 1. Числа называются *ненормализованными,* если первая цифра после запятой в мантиссе есть 0.

В этих машинах, как правило, предусмотрена автоматическая нормализация. При появлении после запятой цифры 0 производится сдвиг числовой части влево до появления цифры 1 после запятой. При этой операции происходит автоматическое изменение порядка, в данном случае уменьшение порядка на столько единиц, сколько сдвигов влево необходимо выполнить для получения нормализованного числа.

Основным преимуществом машин с плавающей запятой сравнительно с машинами с фиксированной запятой является широкий диапазон представления чисел.

Если для представления порядков отведено k двоичных разрядов, то порядки могут принимать значения от $-(2^k-1)$ до $+(2^k-1)$.

Возможность получения большого диапазона представления чисел в этих машинах позволяет практически избежать масштабирования задач. Кроме того, при представлении чисел в форме с плавающей запятой сохраняется относительная точность представления чисел во всем диапазоне их изменения, поскольку мантисса независимо от порядка всегда имеет одно и то же количество значащих цифр, в то время как представление малых величин в форме с фиксированной запятой осуществляется с большими относительными погрешностями.

Выполнение арифметических операций в двоичной системе счисления

Сложение двоичных чисел в машинах с фиксированной запятой. Операция сложения чисел, представленных в двоичной системе счисления, выполняется аналогично сложению в любой другой позиционной системе. Сложение одноразрядных двоичных чисел выполняется в соответствии с таблицей, приведенной ниже:

0+0= 0
0+1= 1
1+0= 1
1+1=10 (нуль плюс единица переноса в старший разряд)

Примеры сложения многоразрядных двоичных чисел:

$$\begin{array}{r} +\begin{array}{r}1001110\\0100111\end{array} \\ \hline 1110101\end{array} \qquad \begin{array}{r} +\begin{array}{r}0,010111\\0,100110\end{array} \\ \hline 0,111101\end{array}$$

Вычитание двоичных чисел в машинах с фиксированной запятой. Арифметические устройства электронных цифровых машин, предназначенные для выполнения сложения, конструктивно проще, чем для выполнения прямого вычитания. Это привело к тому, что в большинстве цифровых машин прямое вычитание заменено сложением чисел, представленных в виде дополнений. Если требуется получить разность C двух чисел A и B, то в машине эта операция выполняется путем сложения кодов A и B,

$$C = [A] + [B].$$

В цифровых машинах для изображения чисел применяются *прямой*, *обратный* и *дополнительный коды*.

При рассмотрении кодов будем оперировать с числами в двоичной системе счисления с запятой, фиксированной перед старшим двоичным разрядом.

Прямой код. Если $x=0,\ x_1\ x_2\ ...\ ...\ x_n$, где x_i — цифра i-го разряда, равная 0 или 1, то прямым кодом числа называют его представление вида

$$[x]_{пр} = 0,\ x_1x_2 ... x_n,$$

где $[x]_{пр}$ — изображение числа x в прямом коде, нуль обозначает положительный знак числа.

Для положительного числа $[x]_{пр}=x$, т. е. прямой код положительного числа совпадает с самим числом.

Если число отрицательное $x=-0,\ x_1x_2\ ...\ x_n$, то прямой код имеет следующий вид:

$$[x]_{пр} = 1,\ x_1x_2 ... x_n,$$

т. е.

$$[x]_{пр} = 1 - (-0,\ x_1x_2 ... x_n) = 1 - x. \qquad (24\text{-}66)$$

Для отрицательного числа имеет соотношение

$$[x]_{пр} = 1 - x,$$

где x — заданное число со своим знаком, или

$$[x]_{пр} = 1 + |x|, \qquad (24\text{-}67)$$

где $|x|$ — абсолютное значение отрицательного числа

Пример. Найти прямой код чисел $x=+0,10111$ и $x=-0,10111$.

Если $x=+0,10111$, то $[x]_{пр}=0,10111$.
Если $x=-0,10111$, то

$$[x]_{пр} = 1 - (-0,10111) = 1 + 0,10111 = 1,10111,$$

$$[x]_{пр} = 1,10111.$$

Для получения прямого кода отрицательного числа необходимо в знаковом разряде поставить единицу, а мантиссу оставить без изменения.

Рассмотрим в частном случае представление нуля в прямом коде. Если взять положительное число и устремить его к нулю, то в пределе, очевидно, получим:

$$[0]_{пр} = 0,000 ... 0.$$

С другой стороны, приближая к нулю малые отрицательные числа, в пределе будем иметь 1,000 ... 0, что означает отрицательный нуль $[-0]_{пр}$.

Таким образом, в прямом коде нуль имеет два представления.

Обратный код. Если число положительное $x=+0,\ x_1x_2\ ...\ x_n$, то по определению обратный код этого числа совпадает с прямым, т. е.

$$[x]_{обр} = 0,\ x_1x_2 ... x_n,$$

$$[x]_{обр} = x. \qquad (24\text{-}68)$$

Для отрицательного числа $x=-0,\ x_1x_2\ ...\ ...\ x_n$ обратный код образуется по формуле

$$[x]_{обр} = 1,\ \overline{x_1}\,\overline{x_2} \cdots \overline{x_n},$$

где $\overline{x_i}$ — поразрядные дополнения, равные

$$\overline{x_i} = 1 - x_i,$$

т. е. $\overline{x_i}=1$ при $x_i=0$ и $\overline{x_i}=0$ при $x_i=1$.

Чтобы представить в обратном коде двоичное отрицательное число, необходимо в знаковом разряде поставить единицу, а в мантиссе заменить единицы на нули, а нули на единицы.

Правило представления отрицательного числа x в обратном коде можно выразить следующей формулой:

$$[x]_{обр} = \underbrace{1 + x - 2^{-n}}_{\text{обратный код числа}} + \underbrace{1}_{\text{знак числа}} = 2 + x - 2^{-n} = 2 - |x| - 2^{-n}, \qquad (24\text{-}69)$$

2^{-n} — единица младшего n-го разряда числа.

В обратном коде, так же как и в прямом, нуль имеет два изображения:

$$[+0]_{обр} = 0,00 ... 0;$$

$$[-0]_{обр} = 1,11 ... 1.$$

Пример. Найти обратный код отрицательного числа

$$x = -0,100111;$$

$$[x]_{обр} = 1,011000.$$

Пользуясь формулой (24-69), получаем:

$$[x]_{обр} = 2 + (-0,100111) - 0,000001 = 10 - 0,100111 - 0,000001 = 1,011001 - 0,000001 = 1,011000.$$

Покажем, что существует способ сложения обратных кодов, позволяющий получить сумму также в обратном коде. Разберем несколько случаев.

1. Пусть $x_1>0$; $x_2>0$; $0<x_1+x_2<1$. По формулам (24-68) имеем:

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = x_1 + x_2 = [x_1 + x_2]_{обр}.$$

2. $x_1<0$; $x_2>0$. Здесь возможны два случая.

а) $0<x_1+x_2<1$; по формулам (24-68) и (24-69) имеем:

$$[x_1]_{обр} = 2 + x_1 - 2^{-n};$$

$$[x_2]_{обр} = x_2;$$

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = 2 + x_1 - 2^{-n} + x_2 = 2 + x_1 + x_2 - 2^{-n}. \quad (24\text{-}70)$$

Отсюда видно, что для получения обратного кода положительной суммы $[x_1+x_2]_{обр}$ необходимо в правой части равенства вычесть 2 и одновременно прибавить 2^{-n}. Поскольку число 2 в двоичной системе счисления имеет вид: $2=10,00 \ldots 0$, то обе указанные операции можно осуществить путем переноса единицы из второго разряда перед запятой в младший разряд числа. Такая операция называется *циклическим переносом*. Для пояснения рассмотрим пример.

Пример. а) пусть $x_1+x_2=+0,10111$, т. е. $n=5$. Тогда

$$2^{-n} = 0,00001.$$

По формуле (24-70) получим:

$$10 + 0,10111 - 0,00001 = 10,10111 - 0,00001 = 10,10110.$$

Чтобы отбросить 2 и прибавить 2^{-n}, перенесем единицу из второго разряда перед запятой в младший разряд, т. е. осуществим циклический перенос

```
10,10110=0,10110
|———→ 1+       1
     |  0,10111
циклический
  перенос
```

Полученный результат соответствует значению суммы x_1+x_2. При выполнении циклического переноса по указанному правилу можно записать, что

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = [x_1 + x_2]_{обр}.$$

б) $x_1<0$, $x_2>0$, $-1<x_1+x_2<0$. Находим снова

$$[x_1]_{обр} = 2 + x_1 - 2^{-n};$$

$$[x_2]_{обр} = x_2;$$

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = 2 + x_1 - 2^{-n} + x_2 = 2 + (x_1 + x_2) - 2^{-n}.$$

Так как $-1<x_1+x_2<0$, то на основании формулы (24-69) приходим к выводу, что справа в записанном равенстве получился обратный код суммы $[x_1+x_2]_{обр}$.

Следовательно, $[x_1]_{обр}+[x_2]_{обр}=[x_1+x_2]_{обр}$ и циклический перенос в данном случае отсутствует.

в) $x_1<0$; $x_2<0$; $-1<x_1+x_2<0$.

Согласно формуле (24-69) можно записать:

$$[x_1]_{обр} = 2 + x_1 - 2^{-n};$$

$$[x_2]_{обр} = 2 + x_2 - 2^{-n}.$$

Тогда

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = 2 + x_1 - 2^{-n} + 2 + x_2 - 2^{-n} = 2 + \underbrace{(2 + x_1 + x_2 - 2^{-n})}_{\text{обратный код суммы}} - 2^{-n}.$$

Для получения суммы в обратном коде в данном случае снова необходим циклический перенос единицы из второго разряда перед запятой в младший разряд суммы кодов.

Можно сформулировать общее правило сложения обратных кодов.

Чтобы получить обратный код суммы при сложении обратных кодов чисел, необходимо складывать обратные коды вместе с разрядами знаков как обычные числа и в случае возникновения единицы переноса из знакового разряда прибавить ее к младшему разряду суммы.

Рассмотрим сложение обратных кодов на примерах:

1. $x_1 = +0,10111$ $[x_1]_{обр} = 0,10111;$

$x_2 = +0,00110$ $[x_2]_{обр} = 0,00110;$

$$x_1 + x_2 = \begin{array}{r} 0,10111 \\ +\,0,00110 \\ \hline 0,11101 \end{array}$$

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = [x_1 + x_2]_{обр} = \begin{array}{r} 0,10111 \\ +\,0,00110 \\ \hline 0,11101 \end{array}$$

2.
$x_1 = +0,1011$ $[x_1]_{обр} = 0,10111;$

$x_2 = -0,00110$ $[x_2]_{обр} = 1,11001;$

$x_1 + x_2 = 0,10001;$

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = [x_1 + x_2]_{обр} = \begin{array}{r} 0,10111 \\ + \\ 1,11001 \\ \hline 10,10000 \\ +\!\longrightarrow 1 \\ \hline 0,10001 \end{array}$$

$$[x_1 + x_2]_{обр} = 0,10001.$$

В результате сложения обратных кодов получена алгебраическая сумма заданных чисел.

3. $x_1 = -0,10111$ $[x_1]_{обр} = 1,01000;$

$x_2 = +0,00110$ $[x_2]_{обр} = 0,00110;$

$x_1 + x_2 = -0,10001;$

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = [x_1 + x_2]_{обр} = \begin{array}{r} 1,01000 \\ + \\ 0,00110 \\ \hline 1,01110 \end{array}$$

Преобразуя обратный код $[x_1+x_2]_{\text{обр}}=1{,}01110$, находим: $x_1+x_2=-0{,}10001$, что и требуется.

$$x_1=-0{,}10111\ [x_1]_{\text{обр}}=1{,}01000;$$

$$x_2=-0{,}00110\ [x_2]_{\text{обр}}=1{,}11001;$$

$$x_1+x_2=-0{,}11101;$$

$$[x_1]_{\text{обр}}+[x_2]_{\text{обр}}=[x_1+x_2]_{\text{обр}}=\begin{array}{r}1{,}01000\\ +\ 1{,}11001\\ \hline 11{,}00001\\ +\ \underline{\ \quad\to 1}\\ \hline 1{,}00010\end{array}$$

Таким образом, после циклического переноса получено число 1,00010. Это число есть искомая сумма $x_1+x_2=-0{,}11101$ в обратном коде.

Дополнительный код. Дополнительный код числа x обозначим символом $[x]_{\text{доп}}$.

Если $x=+0,\ x_1,\ x_2\ \ldots\ x_n$, то по определению

$$[x]_{\text{доп}}=0,x_1x_2\ldots x_n,$$

т. е.

$$[x]_{\text{доп}}=x.$$

Если $x=-0,\ x_1x_2\ldots\ x_n$, то

$$[x]_{\text{доп}}=1,x_1'x_2'\cdots x_n',$$

где после запятой стоит дополнение $|x|$ до 1, т. е. число

$$1-|x|=1+x.$$

В знаковом разряде отрицательного числа ставится единица. Тогда при $x<0$

$$[x]_{\text{доп}}=\underbrace{1+x}_{\text{дополнение до 1}}+\underset{\text{знак числа}}{1}=2+x=2-|x|.$$

Таким образом, для дополнительного кода имеем:

при $x>0$

$$[x]_{\text{доп}}=x;$$

при $x<0$

$$[x]_{\text{доп}}=2+x=2-|x|. \quad (24\text{-}71)$$

В дополнительном коде нуль имеет только одно изображение

$$[\pm 0]_{\text{доп}}=0{,}00\ldots 0,$$

так как число $1{,}00\ldots 0$ изображает отрицательную единицу

$$[-1]_{\text{доп}}=1{,}00\ldots 0.$$

Пример.

$$x=-0{,}10101.$$

$$[x]_{\text{доп}}=2-0{,}10101=10-0{,}10101=$$
$$=1{,}01011.$$

Можно показать, что справедливо равенство:

$$[x]_{\text{доп}}=[x]_{\text{обр}}+2^{-n}.$$

Отсюда вытекает простое правило для получения дополнительного кода.

Чтобы представить двоичное отрицательное число в дополнительном коде, необходимо в знаковом разряде поставить единицу, а в мантиссе заменить единицы на нули, нули на единицы, после чего к младшему разряду прибавить единицу.

Пример.

$$x=-0{,}010110.$$

$$[x]_{\text{доп}}=1{,}101001+0{,}000001=1{,}101010.$$

Покажем, что при сложении чисел в дополнительных кодах результат можно получить также в дополнительном коде.

Рассмотрим четыре частных случая.

1. $x_1>0;\ x_2>0;\ 0<x_1+x_2<1$.

По формуле (24-71) имеем:

$$[x_1]_{\text{доп}}+[x_2]_{\text{доп}}=x_1+x_2=$$
$$=[x_1+x_2]_{\text{доп}}.$$

2. $x_1<0;\ x_2>0$ и $x_1+x_2>0$.

По формуле (24-71) запишем:

$$[x_1]_{\text{доп}}=2+x_1;\quad [x_2]_{\text{доп}}=x_2;$$

сложим дополнительные коды чисел x_1 и x_2:

$$[x_1]_{\text{доп}}+[x_2]_{\text{доп}}=2+x_1+x_2=$$
$$=(10)+x_1+x_2. \quad (24\text{-}72)$$

Из формулы (24-72) видно, что для получения суммы (x_1+x_2) необходимо вычесть число 2. Это можно осуществить путем простого отбрасывания единицы второго разряда перед запятой.

Пример.

$$x_1=-0{,}00100\ \ x_1+x_2=+0{,}10011;$$

$$x_2=-0{,}10111\ \ [x_1+x_2]_{\text{доп}}=0{,}10011.$$

$$[x_1]_{\text{доп}}+[x_2]_{\text{доп}}=(10)+x_1+x_2=$$
$$=(10)+0{,}10011=\underset{\leftarrow\text{отбросить}}{1}0{,}10011.$$

Тогда

$$[x_1]_{\text{доп}}+[x_2]_{\text{доп}}=[x_1+x_2]_{\text{доп}}=$$
$$=0{,}10011.$$

3. $x_1<0;\ x_2>0$ и $-1<x_1+x_2<0$.

Согласно формуле (24-71) запишем:

$$[x_1]_{\text{доп}}=2+x_1;$$

$$[x_2]_{\text{доп}}=x_2;$$

$$[x_1]_{\text{доп}}+[x_2]_{\text{доп}}=$$
$$=2+x_1+x_2. \quad (24\text{-}73)$$

В правой части этой формулы стоит дополнительный код отрицательной суммы двух двоичных чисел.

Пример.

$$x_1=-0{,}10111,\ \ x_1+x_2=-0{,}10011;$$

$$x_2=+0{,}00100,\ \ [x_1+x_2]_{\text{доп}}=1{,}01101.$$

По формуме (24-71) имеем:

$$[x_1]_{\text{доп}}+[x_2]_{\text{доп}}=(10)+x_1+x_2=$$
$$=(10)-0{,}10011=1{,}01101,$$

т. е. получен дополнительный код отрицательной суммы.

4. $x_1<0$; $x_2<0$ и $x_1+x_2<0$.

По формуле (24-71) запишем:

$$[x_1]_{доп} = 2 + x_1;$$

$$[x_2]_{доп} = 2 + x_2;$$

$$[x_1]_{доп} + [x_2]_{доп} = 2 + x_1 + 2 + x_2 = 2 + \underbrace{(2 + x_1 + x_2)}_{\substack{\text{дополнительный код} \\ \text{отрицательной сум-} \\ \text{мы } (x_1+x_2)}}. \qquad (24\text{-}74)$$

Чтобы получить дополнительный код суммы при сложении дополнительных кодов отрицательных чисел, в данном случае необходимо из полученного результата вычесть число 2 (10), что соответствует отбрасыванию единицы, стоящей во втором разряде перед запятой.

Пример.

$$x_1 = -0{,}10111,\ x_1 + x_2 = -0{,}11011;$$

$$x_2 = -0{,}00100,\ [x_1 + x_2]_{доп} = 1{,}00101.$$

По формуле (24-74) имеем:

$$[x_1]_{доп} + [x_2]_{доп} = 10 + 10 - 0{,}11011 =$$

$$= 10 + 1{,}00101 = \underset{\leftarrow\text{отбросить}}{1}1{,}00101 = \underbrace{1{,}00101}_{\substack{\text{дополнитель-} \\ \text{ный код от-} \\ \text{рицательной} \\ \text{суммы } (x_1+x_2)}}$$

Сформулируем теперь общее правило сложения дополнительных кодов.

Чтобы получить дополнительный код суммы двух чисел, достаточно сложить дополнительные коды слагаемых вместе с разрядами знаков и в случае возникновения единицы переноса из знакового разряда суммы отбросить ее.

Признаки переполнения разрядной сетки. При сложении кодов в машинах с фиксированной запятой мы исходили из предположения, что сумма двух чисел по абсолютной величине не превосходит единицы, т. е.

$$|x_1 + x_2| < 1.$$

Вследствие неудачного выбора масштабных коэффициентов при сложении чисел, меньших единицы, некоторые результаты могут быть больше единицы. Такое явление, как указывалось, называется *переполнением разрядной сетки.* Переполнение приводит к искажению результата вследствие потери старшего разряда числа. При возникновении переполнения дальнейшие вычисления необходимо прекратить. Для этого следует обнаружить факт переполнения и остановить машину. Существуют различные способы обнаружения переполнения. Мы остановимся на двух.

1. Машина оперирует с числами в двоичной системе счисления, у которых для изображения знаков имеется один разряд. Переполнение может возникнуть в двух случаях:

$$\text{а) } \left.\begin{matrix} 0 < x_1 < 1 \\ 0 < x_2 < 1 \end{matrix}\right\} \quad x_1 + x_2 > 1.$$

В этом случае признаком переполнения будет появление единицы в разряде знака суммы.

Пример.

$$x_1 = 0{,}10111 \qquad x_1 + x_2 = + \begin{array}{r} 0{,}10111 \\ 0{,}11000 \\ \hline 1{,}01111 \end{array}$$

$$x_2 = 0{,}11000$$

$$\text{б) } \begin{matrix} -1 < x_1 < 0 \\ -1 < x_2 < 0 \end{matrix} \quad |x_1 + x_2| > 1.$$

В этом случае признаком переполнения будет появление нуля в разряде знака суммы.

Пример.

$$x_1 = -0{,}10111,\ [x_1]_{обр} = 1{,}01000;$$

$$x_2 = -0{,}11000,\ [x_2]_{обр} = 1{,}00111.$$

Сложим обратные коды по правилу сложения обратных кодов:

$$[x_1]_{обр} + [x_2]_{обр} = + \begin{array}{r} 1{,}01000 \\ 1{,}00111 \\ \hline 10{,}01111 \\ + \; 1 \longrightarrow 1 \\ \hline 0{,}10000 \end{array}$$

Рассмотрим тот же пример в дополнительном коде

$$[x_1]_{доп} = 1{,}01001;$$

$$[x_2]_{доп} = 1{,}01000;$$

$$[x_1]_{доп} + [x_2]_{доп} = + \begin{array}{r} 1{,}01001 \\ 1{,}01000 \\ \hline \underset{\leftarrow\text{отбросить}}{1}0{,}10001 \end{array} \rightarrow 0{,}10001$$

Следовательно, если при сложении двух положительных чисел в знаковом разряде суммы возникает единица или же при сложении двух отрицательных чисел — нуль, то имеет место переполнение.

Такой способ обнаружения переполнения применяется в некоторых машинах с фиксированной запятой, однако он неудобен вследствие того, что необходимо иметь устройства для хранения знаков слагаемых и сравнения их со знаком суммы. Если знаки слагаемых и знак суммы не совпадают, устройство сравнения вырабатывает управляющий сигнал для остановки машины или выполнения какой-либо другой команды.

Для упрощения схемы, обнаруживающей переполнение, применяется специальный способ представления чисел. Числа представляются так называемым *модифицированным кодом,* в котором их знаки изображаются двумя двоичными разрядами. Существуют *прямой, обратный и дополнительный модифицированный коды.*

Пример.

Число $x_1 = +0{,}11101$ в модифицированных кодах будет иметь вид:

$$[x_1]_{\text{пр.мод}} = [x_1]_{\text{обр.мод}} = [x_1]_{\text{доп.мод}} = 00{,}11101.$$

Число $x_1 = -0{,}11101$ представляется в виде:

в прямом модифицированном коде

$$[x_1]_{\text{пр.мод}} = 11{,}11101;$$

в обратном модифицированном коде

$$[x_1]_{\text{обр.мод}} = 11{,}00010;$$

в дополнительном модифицированном коде

$$[x_1]_{\text{доп.мод}} = 11{,}00011.$$

Для отрицательных двоичных чисел формулы, определяющие обратный модифицированный код, будут иметь вид:

$$[x]_{\text{обр.мод}} = 2 + x - 2^{-n} + 2 = 4 + x - 2^{-n}$$

или

$$[x]_{\text{обр.мод}} = (100) + x - (10)^{-n},$$

где (100) — число 4, представленное в двоичной системе счисления;
(10) — число 2, представленное в двоичной системе счисления.

Аналогично дополнительный модифицированный код определяется равенством

$$[x]_{\text{доп.мод}} = 2 + x + 2 = 4 + x$$

или

$$[x]_{\text{доп.мод}} = (100) + x.$$

Выполнение операции сложения в модифицированных кодах производится по тем же правилам, что и в обычных кодах, с той лишь разницей, что при выполнении операции сложения в обратном модифицированном коде циклический перенос осуществляется не из второго, а из третьего двоичного разряда перед запятой. При выполнении операции сложения в модифицированном дополнительном коде возникшая единица переноса из старшего знакового разряда также отбрасывается.

Признаком переполнения разрядной сетки при сложении двух чисел, представленных модифицированным кодом, является возникновение комбинации двоичных цифр вида 01 или 10 в знаковых разрядах.

Пример.

1. $0 < x_1 < 1$; $0 < x_2 < 1$; $x_1 + x_2 > 1$;

$$x_1 = +0{,}10111 \quad [x_1]_{\text{пр.мод}} = 00{,}10111;$$

$$x_2 = +0{,}11000 \quad [x_2]_{\text{пр.мод}} = 00{,}11000;$$

$$[x_1]_{\text{пр.мод}} + [x_2]_{\text{пр.мод}} =$$

$$= x_1 + x_2 = + \begin{array}{r} 00{,}10111 \\ 00{,}11000 \\ \hline 01{,}01111 \end{array}$$

2. $-1 < x_1 < 0$, $|x_1 + x_2| > 1$;
$-1 < x_2 < 0$

$$x_1 = -0{,}10111;$$

$$x_2 = -0{,}11000.$$

В обратном модифицированном коде

$$[x_1]_{\text{обр.мод}} = 11{,}01000$$

$$[x_2]_{\text{обр.мод}} = 11{,}00111;$$

$$[x_1]_{\text{обр.мод}} + [x_2]_{\text{обр.мод}} = + \begin{array}{r} 11{,}01000 \\ 11{,}00111 \\ \hline 110{,}01111 \\ \llcorner\!\!\longrightarrow 1 \\ \hline 10{,}10000 \end{array}$$

В дополнительном модифицированном коде

$$[x_1]_{\text{доп.мод}} = 11{,}01001;$$

$$[x_2]_{\text{доп.мод}} = 11{,}01000;$$

$$[x_1]_{\text{доп.мод}} + [x_2]_{\text{доп.мод}} =$$

$$= + \begin{array}{r} 11{,}01001 \\ 11{,}01000 \\ \hline 110{,}10001 \end{array} \rightarrow 10{,}10001$$

$\longleftarrow$ отбросить

Умножение двоичных чисел в машинах с фиксированной запятой. Умножение чисел в двоичной системе счисления в машинах с фиксированной запятой выполняется, как правило, в прямом коде. Знак произведения получается в результате сложения цифр знаковых разрядов чисел на одноразрядном сумматоре по правилу:

$$0 + 0 = 0$$

$$1 + 0 = 1$$

$$0 + 1 = 1$$

$$1 + 1 = 0$$

Такое сложение называется сложением по модулю 2, которое будем обозначать $[1+1]\bmod 2 = 0$.

Мантиссы чисел перемножаются как обычные числа в соответствии с таблицей двоичного умножения:

$$0 \times 0 = 0$$

$$0 \times 1 = 0$$

$$1 \times 0 = 0$$

$$1 \times 1 = 1$$

Умножение может начинаться как с младших, так и со старших разрядов множителя.

Пример.

$$x_1 = +0{,}100111, \quad [x_1]_{\text{пр}} = 0{,}100111,$$

$$x_2 = +0{,}111011, \quad [x_2]_{\text{пр}} = 0{,}111011.$$

Перемножаем мантиссы.

1. Умножение начинается с младших разрядов множителя:

```
   × 0,100111
     0,111011
   ------------
        100111
       100111
      000000
     100111
    100111
  +100111
  -------------
  0,100011111101
```

2. Умножение начинается со старших разрядов множителя:

```
    0,100111
    0,111011
   ----------
    100111
     100111
 +    100111
       000000
        100111
         100111
  -------------
  0,100011111101
```

$$x_1 x_2 = 0{,}100011111101.$$

Из примеров видно, что умножение двоичных чисел распадается на операции сдвига множимого и сложения сдвинутых множимых. Множимое сдвигается влево, если умножение начинается с младших разрядов множителя, или вправо, если умножение начинается со старших разрядов множителя. Множимое сдвигается на один разряд и прибавляется к полученной ранее сумме, если цифра множителя — единица. Если цифра множителя — нуль, то множимое сдвигается на один разряд, но не прибавляется. Рассмотренный процесс повторяется столько раз, сколько разрядов содержит множитель.

Деление двоичных чисел в машинах с фиксированной запятой. Деление двоичных чисел сводится к ряду последовательных вычитаний (или прибавлений) делителя из делимого и сдвигу делителя вправо или остатка влево на один разряд при каждом шаге деления. Вычитание заменяется сложением обратных или дополнительных кодов. Знак частного определяется сложением по модулю 2 знаковых разрядов делимого и делителя в одноразрядном сумматоре.

Выполнение деления в машине с фиксированной запятой в отличие от умножения возможно лишь в том случае, когда делимое по абсолютной величине меньше делителя.

Имеются различные способы деления двоичных чисел. Деление может начинаться с определения возможности деления. Для этого из модуля делимого вычитается модуль делителя. Если полученная разность отрицательна, то делимое меньше делителя и деление в машине с фиксированной запятой возможно. Если разность положительна, то делимое больше делителя, деление невозможно вследствие переполнения разрядной сетки.

Определение частного возможно двумя способами.

Первый способ состоит в том, что если при очередном шаге деления получается отрицательный остаток (цифра частного 0), то делитель прибавляется вновь и тем самым происходит возврат к исходному значению делимого. После восстановления делимого делитель сдвигается вправо на один разряд и вычитается из делимого.

Если при этом знак остатка становится положительным, то в частном должна быть цифра 1. При отрицательном остатке снова восстанавливается предыдущее значение делимого, делитель сдвигается вправо еще на один разряд и вычитается из восстановленного остатка. Проиллюстрируем сказанное на примере.

Пример. Найти $x = x_1 : x_2$, где

делимое $x_1 = -0{,}01010001$;

делитель $x_2 = +0{,}10010000$

или

$[x_1]_{кр} = 1{,}01010001$;

$[x_2]_{кр} = 0{,}10010000$.

Вычитание заменим сложением дополнительных кодов. Знак частного определяется сложением знаковых разрядов делимого и делителя по модулю 2, т. е.

$$1 + 0 = 1$$

Вычитание делителя для определения возможности деления	+ 0,01010001 1,01110000	0,10010000 (делитель); 1,1001 . . . Частное
Восстановление делимого	+ 1,11000001 0,10010000	← Остаток<0, деление возможно
Сдвиг делителя вправо и вычитание его из делимого	+ 0,01010001 1,10111000	
Сдвиг делителя вправо и вычитание его из остатка	+ 0,00001001 1,11011100	← Остаток>0, в частное записывается 1
Восстановление предыдущего остатка	+ 1,11100101 0,00100100	← Остаток<0, в частное записывается 0

Сдвиг делителя и вычитание его из остатка	$+\begin{array}{l}0,00001001\\1,11101110\end{array}$	
Восстановление предыдущего остатка	$+\begin{array}{l}1,11110111\\0,00010010\end{array}$	← Остаток<0, в частное записывается 0 (к 1,11110111)
Сдвиг делителя и вычитание его из остатка	$+\begin{array}{l}0,00001001\\1,11110111\end{array}$	
	0,00000000	← Остаток=0, в частное записывается 1

Второй способ деления отличается от рассмотренного тем, что при получении отрицательного остатка после вычитания делителя не производится восстановление предыдущего значения остатка.

Определение разрядов частного начинается с того, что к разности делимого и делителя прибавляется делитель, сдвинутый на один разряд вправо. Если знак первого остатка положительный, то в старший разряд частного записывается 1; если — отрицательный, записывается 0.

Для получения второго разряда частного необходимо делитель, сдвинутый на один разряд вправо, вычесть из остатка (если знак остатка положительный) или прибавить к остатку (если знак остатка отрицательный). По знаку нового остатка определяется второй разряд частного и т. д.

Процесс повторяется до получения требуемого количества разрядов частного.

В рассмотренной схеме деления двоичных чисел вместо сдвига делителя вправо можно сдвигать остаток влево на один разряд при каждом шаге деления.

Пример. Найти $x = x_1 : x_2$, где

делимое $x_1 = -0{,}10101001$

$$[x_1]_{пр} = 1{,}10101001;$$

делитель $x_2 = +0{,}11010000$

$$[x_2]_{пр} = 0{,}11010000.$$

Вычитание заменяем сложением дополнительных кодов.

Знак частного определяется сложением знаковых разрядов делимого и делителя по модулю два:

$$[1 + 0] \bmod 2 = 1.$$

Вычитание делителя	$+\begin{array}{l}0,10101001\\1,00110000\end{array}$	0,11010000 / 1,1101 . . . Частное
Сдвиг делителя вправо и прибавление его к остатку	$+\begin{array}{l}1,11011001\\0,01101000\end{array}$	← Остаток<0, деление возможно (к 1,11011001)
Сдвиг делителя и вычитание его из остатка	$+\begin{array}{l}0,01000001\\1,11001100\end{array}$	← Остаток>0, в частное записывается 1 (к 0,01000001)
Сдвиг делителя и вычитание его из остатка	$+\begin{array}{l}0,00001101\\1,11100110\end{array}$	← Остаток>0, в частное записывается 1 (к 0,00001101)
Сдвиг делителя и прибавление его к остатку	$+\begin{array}{l}1,11110011\\0,00001101\end{array}$	← Остаток<0, в частное записывается 0 (к 1,11110011)
	0,00000000	← Остаток=0, в частное записывается 1

Этот способ деления называют делением *«без восстановления остатка»*. Способ деления «без восстановления остатка» по сравнению с предыдущим способом обладает большей одинаковостью действий и требует меньше времени для выполнения всей операции.

Выполнение сложения и вычитания в машинах с плавающей запятой. Сложение чисел в машине с плавающей запятой сводится к выравниванию порядков и сложению цифровых частей. Поскольку цифровые части по модулю меньше 1, сложение их выполняется по тем же правилам, что и сложение в машинах с фиксированной запятой. При сложении чисел в машинах с плавающей запятой возможны следующие случаи:

1. Порядки слагаемых одинаковы:

$$A = 2^m x;$$
$$B = 2^m y.$$

Тогда

$$A + B = 2^m (x + y).$$

При этом цифровые части складываются

2. Порядки слагаемых разные:

$$A = 2^m x;$$
$$B = 2^q y,$$

где $m > q$, $A > B$.

В этом случае перед сложением цифровых частей производится выравнивание порядков, состоящее в том, что порядок меньшего числа увеличивается на разность порядков, а мантисса меньшего числа уменьшается путем сдвига вправо на число разрядов, равное разности порядков

Пример.

$A = 2^5 \cdot 0{,}100101$	$m = 5;\ q = 3$
$B = 2^3 \cdot 0{,}101001$	$m - q = 2$

Сдвинем мантиссу числа B на два разряда вправо и увеличим порядок на 2. Получим:

$$B = 2^5 \cdot 0{,}00101001.$$

Если для представления мантиссы и ее знака в машине отведено семь двоичных разрядов, то в нашем случае после сдвига мантиссы числа B будет иметь место потеря двух младших разрядов. Число B при этом округляется:

$$B = 2^5 \cdot \underbrace{0{,}001010};$$

$$A + B = 2^5(0{,}100101 + 0{,}001010) = \\ = 2^5 \cdot 0{,}101111.$$

Вычитание чисел после выравнивания порядков выполняется в обратном или дополнительном коде так же, как и в машинах с фиксированной запятой.

Если при сложении мантисс двух чисел x и y получена сумма $|x+y|>1$, то говорят, что произошло *нарушение нормализации влево*. Если же $|x+y|<\frac{1}{2}$, то результат получен с *нарушением нормализации вправо*. Нарушение нормализации влево в машинах с плавающей запятой означает выход старшего разряда мантиссы в разряд знака, что аналогично переполнению в машинах с фиксированной запятой. Нарушение нормализации вправо в машинах с плавающей запятой означает появление нуля в первом разряде после запятой.

Так как нарушение нормализации влево аналогично переполнению в машинах с фиксированной запятой, то признаком нарушения нормализации влево могут служить те же признаки, что и при переполнении в машинах с фиксированной запятой. В этом случае также удобно пользоваться представлением мантисс в машинах с плавающей запятой в модифицированном обратном или дополнительном коде.

Признаком нарушения нормализации вправо служит появление одинаковых цифр 0,0 или 1,1 в соседних двух разрядах: в первом разряде перед запятой и в первом разряде после запятой.

При нарушении нормализации влево в машине автоматически сдвигается мантисса и ее знак вправо на один разряд, порядок увеличивается на единицу, а в старшем знаковом разряде сохраняется та цифра, которая стояла до выполнения нормализации (сдвига) вправо.

Пример. 1. Сложить числа $+2^3 \cdot 0{,}10101$ и $+2^3 \cdot 0{,}100011$.

При сложении мантисс имеем:

$$\begin{array}{r} +\begin{array}{r}00{,}10101\\00{,}10001\end{array} \\ \hline 01{,}00110 \end{array}$$

Получение пары цифр 01 в разрядах знака указывает на нарушение нормализации влево.

Сдвинем вправо на один разряд полученный код и сохраним в старшем разряде знака цифру 0, получим мантиссу вида 00,10011.

Сумма с учетом коррекции порядка будет равна $+2^4 \cdot 0{,}10011$.

2. Сложить числа $-2^3 \cdot 0{,}10101$ и $-2^3 \cdot 0{,}10001$.

Сложим мантиссы в обратном модифицированном коде:

$$\begin{array}{r} +\begin{array}{r}11{,}01010\\11{,}01110\end{array} \\ \hline 110{,}11000 \\ +\!\!\!\!\quad \longrightarrow 1 \\ \hline 10{,}11001 \end{array}$$

Выполнение нормализации осуществляется путем сдвига полученного результата на один разряд вправо и прибавления единицы к порядку суммы. При этом в старшем разряде знака сохраняется единица.

После сдвига вправо на один разряд получим сумму в обратном коде 11,01100, который является изображением числа —0,10011.

Сумма двух чисел равна $-2^4 \cdot 0{,}10011$. В дополнительном модифицированном коде:

$$\begin{array}{r} +\begin{array}{r}11{,}01011\\11{,}01111\end{array} \\ \hline 110{,}11010 \rightarrow 10{,}11010 \end{array}$$

← отбросить

После нормализации получим код 11,01101, являющийся изображением числа —0,10011. Сумма двух чисел равна $-2^4 \cdot 0{,}10011$. При сложении чисел с разными знаками может произойти нарушение нормализации вправо. В этом случае машина автоматически выполняет нормализацию влево.

Нормализация влево на один разряд состоит в сдвиге мантиссы влево и в уменьшении порядка на 1.

Пример. Найти сумму чисел

$$+2^4 \cdot 0{,}11101 \text{ и } -2^4 \cdot 0{,}10010$$

1. В обратном коде:

порядок	мантисса
0·100	+ 00,11101
0·100	11,01101
↓ знак порядка	100,01010
	+ 1 (циклический перенос)
	00,01011
	признак нарушения нормализации вправо

Наличие одинаковых цифр в младшем разряде знака и старшем разряде мантиссы указывает на нарушение нормализации вправо. Для выполнения нормализации сдвинем полученную сумму на один разряд влево и уменьшим на единицу порядок [т. е. прибавим (—1) к порядку]. В результате сдвига влево на один разряд мантиссы 00,01011 получим 00,10110. Прибавляем к порядку (—1), тогда будем иметь:

```
 +0.100
  1.110
 ------
 10.010
+|__→1
 ------
  0.011
```

После нормализации и коррекции порядка имеем:

порядок суммы +011, мантисса +0,10110. Сумма равна $2^3 \cdot 0{,}10110$

2. В дополнительном коде:

```
порядок      мантисса
 0.100       +00,11101
 0.100        11,01110
  ↓          ---------
знак          100,01011   →00,01011
порядка      ←|            признак
           отбросить       нарушения
                           нормализа-
                           ции вправо
```

После нормализации влево и прибавления к порядку (—1) получим:

```
порядок      мантисса
 0.100       00,10110
 1.111
------
10.011   →0.011 (три)
←|
отбросить
```

Сумма равна $+2^3 \cdot 0{,}10110$.

При нарушении нормализации вправо в мантиссе после запятой может получиться не один нуль, как рассмотрено выше, а несколько подряд нулей. В этом случае для нормализации выполняется сдвиг влево до тех пор, пока первая цифра после запятой не станет равной 1. После каждого сдвига на один разряд влево порядок числа уменьшается на 1.

Пример. Сложить два числа:

$$-2^{-3} \cdot 0{,}10011 \text{ и } +2^{-3} \cdot 0{,}10000.$$

Выполним сложение в дополнительном коде:

```
Порядок      Мантисса
 1.101       +11,01101
 1.101        00,10000
 -----       ---------
 1.101        11,11101
```

признак нарушения нормализации влево

В этом случае автоматически выполняется сдвиг мантиссы на три разряда влево и добавляется к порядку (—1) при каждом сдвиге.

Окончательно получим:

Порядок	Мантисса
1.010	11,01000,

что соответствует числу вида:

$$-2^{-6} \cdot 0{,}11000$$

Выполнение умножения и деления в машинах с плавающей запятой. При умножении чисел в машинах с плавающей запятой выполняются следующие операции:

1) определение знака произведения путем сложения по модулю 2 цифр, изображающих знаки сомножителей;

2) определение порядка произведения путем алгебраического сложения порядков сомножителей;

3) определение мантиссы произведения путем умножения мантисс сомножителей по правилам умножения двоичных чисел в режиме с фиксированной запятой.

Если при перемножении мантисс возникает ненормализованное число, то производится нормализация, т. е. сдвиг в соответствующую сторону и изменение порядка произведения.

Деление чисел в машинах с плавающей запятой производится по следующей схеме;

1) определение знака частного путем сложения по модулю 2 цифр, изображающих знаки делимого и делителя;

2) определение порядка частного путем вычитания из порядка делимого порядка делителя;

3) определение мантиссы частного путем деления мантиссы делимого на мантиссу делителя по правилам деления двоичных чисел в режиме с фиксированной запятой.

При необходимости выполняется нормализация частного путем сдвига мантиссы в соответствующую сторону и изменения порядка частного.

Вычитание при выполнении деления заменяется сложением обратных или дополнительных кодов.

24-6. ЭЛЕМЕНТЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Основные логические операции

Применение в цифровых вычислительных машинах чисел, представленных в двоичной системе счисления, в которой имеется всего лишь две различные цифры 1 и 0, позволяет использовать при анализе и синтезе схем цифровых машин математический аппарат — алгебру логики.

Основным понятием, с которым оперирует алгебра логики, является *высказывание*. Высказывания в алгебре логики подразделяются на *истинные и ложные*.

Истинным высказываниям ставится в соответствие цифра 1, а ложным — 0. Таким образом, в алгебре логики рассматриваются переменные, имеющие только два значения: 1 и 0 (или «да» и «нет»). Как и в обычной алгебре, переменные величины в алгебре логики обозначают буквами и называют *логическими переменными*. Все высказывания подразделяются также на *простые и сложные*. Сложные высказывания образуются из простых. Процесс получения сложного высказывания из простых носит название *логической операции*. Среди логических операций различают элементарные операции, к которым могут быть приведены любые логические операции. В алгебре логики приняты следующие элементарные логические операции.

Логическое умножение (конъюнкция), представляющее собой высказывание, истинное при одновременной справедливости всех простых высказываний, из которых оно образовано. Логическое умножение имеет смысл И.

Логическое сложение (дизъюнкция), представляющее собой сложное высказывание, истинное при справедливости хотя бы одного из простых исходных высказываний. Оно имеет смысл ИЛИ.

Логическое отрицание (инверсия), представляющее собой высказывание, противоположное исходному простому высказыванию. Оно имеет смысл НЕ.

Перейдем теперь к математическому описанию элементарных логических операций.

Логическое умножение. Логическое умножение двух переменных x и y выполняется в соответствии с табл. 24-2.

Таблица 24-2

x	y	z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Таблица 24-3

x	y	z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Символически логическое произведение записывается так: $z=x\wedge y$ (читается: $z=x$Иy).

Из таблицы видно, что логическое произведение принимает значение 1 в том и только в том случае, когда оба логических сомножителя x и y принимают значения, равные 1.

Логическое сложение. Логическое сложение двух переменных x и y выполняется по правилам, определяемым табл. 24-3.

Символически операцию логического сложения будем обозначать знаком $\vee$. Тогда $z=x\vee y$ (читается: $z=x$ ИЛИ y).

Из таблицы видно, что логическая сумма принимает значение 1 в том случае, если хотя бы одно из слагаемых (x или y) принимает значение 1.

Логическое отрицание. Логическому отрицанию аналога в обычной алгебре нет.

Логическое отрицание обозначают чертой над переменной.

Например $\bar{x}$ (читается: НЕ x).

Отрицание в алгебре логики образуется по следующему правилу.

Если переменная $x=0$, то $\bar{x}=1$, и, наоборот, если $x=1$, то $\bar{x}=0$.

Основные законы алгебры логики

В алгебре логики существуют следующие основные законы.

1. Переместительный закон:
для сложения

$$x\vee y=y\vee x; \tag{24-75}$$

для умножения

$$x\wedge y=y\wedge x. \tag{24-76}$$

2. Сочетательный закон:
для сложения

$$(x\vee y)\vee z=x\vee(y\vee z); \tag{24-77}$$

для умножения

$$(x\wedge y)\wedge z=x\wedge(y\wedge z). \tag{24-78}$$

3. Распределительный закон:
для сложения

$$(x\vee y)\wedge z=x\wedge z\vee y\wedge z; \tag{24-79}$$

для умножения

$$x\wedge y\vee z=(x\vee z)\wedge(y\vee z). \tag{24-80}$$

4. Закон инверсии:
для сложения

$$\overline{x\vee y}=\bar{x}\wedge\bar{y}; \tag{24-81}$$

для умножения

$$\overline{x\wedge y}=\bar{x}\vee\bar{y}, \tag{24-82}$$

где черточки над группой символов означают, что операция отрицания относится ко всему выражению под чертой. Все соотношения записаны для двух переменных, однако подобные выражения справедливы и для любого числа переменных.

Законы, выраженные равенствами (24-75)—(24-79), соответствуют аналогичным законам обычной алгебры. При преобразованиях логических формул можно в отношении сложения и умножения многочленов, вынесения отдельных членов за скобки и раскрытия скобок применять правила, установленные для обращения с обычными алгебраическими выражениями. Распределительный закон для умножения (24-80) и законы инверсии (24-81), (24-82) являются специфическими для алгебры логики.

Для доказательства справедливости приведенных законов проверим правильность их при всех значениях, которые могут принимать входящие в них переменные, т. е. покажем, что для всех возможных значений переменных x и y правая и левая части выражений совпадают.

Выпишем в виде таблиц значения, которые принимают правые и левые части выражений (24-75)—(24-82), учитывая правила выполнения элементарных логических операций.

Данные табл. 24-4 доказывают справедливость переместительных законов.

Данные табл. 24-5 доказывают справедливость сочетательных, а табл. 24-6 — распределительных законов.

Справедливость законов инверсии подтверждается данными табл. 24-7.

Анализируя формулы (24-75)—(24-82), а также данные таблиц (24-4)—(24-7), приходим к выводу, что основные законы алгебры логики обладают свойством симметрии в том смысле, что каждому закону, относящемуся к операции сложения, соответствует аналогичный закон, относящийся к операции умножения. Следовательно, любое логическое равенство остается в силе, если в нем заменить все знаки логического сложения знаками логического умножения и наоборот.

Таблица 24-4

x	y	$x\vee y$	$y\vee x$	$x\wedge y$	$y\wedge x$
0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0
1	0	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1

Таблица 24-5

x	y	z	$x\vee y$	$(x\vee y)\vee z$	$y\vee x$	$x\vee(y\vee z)$	$x\wedge y$	$(x\wedge y)\wedge z$	$y\wedge z$	$x\wedge(y\wedge z)$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Таблица 24-6

x	y	z	$x\vee y$	$(x\vee y)\wedge z$	$x\wedge z$	$y\wedge z$	$x\wedge z\vee y\wedge z$	$x\wedge y$	$x\wedge y\vee z$	$x\vee z$	$y\vee z$	$(x\vee z)\wedge(y\vee z)$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1
1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Таблица 24-7

x	y	$\bar{x}$	$\bar{y}$	$x\vee y$	$\overline{x\vee y}$	$\bar{x}\wedge\bar{y}$	$x\wedge y$	$\overline{x\wedge y}$	$\bar{x}\vee\bar{y}$
0	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0	0	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0

Рассмотрим некоторые важные частные случаи равенств (24-75)—(24-82). Исходя из предыдущих определений, можно записать следующие зависимости для операции логического сложения:

$$x\vee 0=x;$$
$$x\vee 1=1;$$
$$x\vee x=x.$$

Для операции логического умножения можно записать:

$$x\wedge 0=0;$$
$$x\wedge 1=x;$$
$$x\wedge x=x.$$

Наконец, для операции отрицания справедливы следующие элементарные зависимости:

$$x\vee\bar{x}=1;$$
$$x\wedge\bar{x}=0;$$
$$\bar{\bar{x}}=x,$$

где $\bar{\bar{x}}$ — двойное отрицание.

Справедливость написанных зависимостей легко проверить, подставляя вместо x одно из двух возможных значений: 0 или 1.

Приведенные основные правила дают возможность решать самые разнообразные задачи алгебры логики.

Применение алгебры логики к синтезу и анализу схем цифровых устройств

Логическими элементами называются схемы, реализующие логические операции И, ИЛИ, НЕ.

В практике проектирования цифровых устройств часто приходится решать следующие вопросы:

1. Как по заданной логической функциональной зависимости выбрать схему, наиболее экономичную в смысле требуемого оборудования?

2. Как описать логическими уравнениями работу заданной схемы?

Эти вопросы можно решить, используя методы алгебры логики. Все операции, осуществляемые цифровой машиной, выполняются с помощью элементов, из которых образуются различные *переключательные цепи.*

В дальнейшем переключательной цепью будем называть устройство, на выходе которого появляется сигнал, являющийся логической функцией входных сигналов. Каждый входной сигнал может принимать одно из двух возможных значений: 0 или 1. Такой входной сигнал будем называть *двоичной переменной.* Функция двоичных переменных, значение которой равно нулю или единице при всех возможных комбинациях входных двоичных переменных, называется *переключательной функцией.*

Применение аппарата алгебры логики сокращает работу разработчика при синтезе

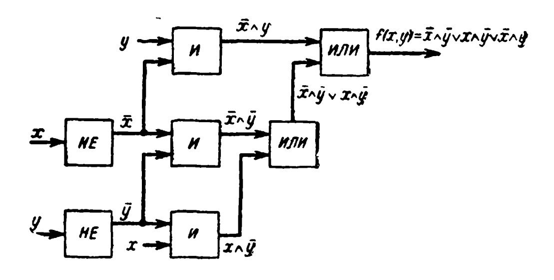


Рис. 24-44. Блок-схема устройства реализации переключательной функции вида (24-83).

различных схем на первом этапе их проектирования. Для осуществления анализа работы схемы последнюю заменяют функциональной схемой, состоящей из логических элементов типа И, ИЛИ, НЕ и находят выражения переключательной функции анализируемого устройства.

Заметим, что при преобразованиях логических зависимостей целесообразно искать комбинации переменных в следующих формах:

$$x\wedge\bar{y}\vee x\wedge y;$$

$$x\vee x\wedge y;$$

$$x\vee\bar{x}\wedge y.$$

Указанные комбинации легко упрощаются:

$$x\wedge\bar{y}\vee x\wedge y=x\wedge(\bar{y}\vee y)=x,$$

так как $\bar{y}\vee y=1$;

$$x\vee x\wedge y=x\wedge(1\vee y)=x,$$

так как $1\vee y=1$;

$$x\vee\bar{x}\wedge y=(x\vee\bar{x})\wedge(x\vee y)=x\vee y,$$

так как $x\vee\bar{x}=1$.

Пример. Пусть дана переключательная функция вида

$$f(x,y)=\bar{x}\wedge\bar{y}\vee x\wedge\bar{y}\vee\bar{x}\wedge y. \qquad (24\text{-}83)$$

На рис. 24-44 представлена блок-схема устройства, предназначенного для реализации переключательной функции (24-83).

Из рис. 24-44 видно, что для реализации переключательной функции в этой форме требуется: две схемы НЕ, три схемы И на два входа каждая и две схемы ИЛИ.

Однако переключательную функцию (24-83) можно легко преобразовать и получить более простую логическую зависимость, дающую то же решение при всех возможных комбинациях переменных x, y. Преобразуем $f(x, y)$:

$$\bar{x}\wedge\bar{y}\vee x\wedge\bar{y}\vee\bar{x}\wedge y=\bar{y}\wedge(\bar{x}\vee x)\vee\bar{x}\wedge y=$$

$$=\bar{x}\wedge y\vee\bar{y}.$$

На основании распределительного закона выражение $\bar{x}\wedge y\vee\bar{y}$ может быть упрощено:

$$\bar{x}\wedge y\vee\bar{y}=(\bar{x}\vee\bar{y})\wedge(y\vee\bar{y})=\bar{x}\vee\bar{y},$$

следовательно,

$$f(x,y)=\bar{x}\wedge\bar{y}\vee x\wedge\bar{y}\vee\bar{x}\wedge y=\bar{x}\vee\bar{y}.$$

На рис. 24-45 представлена блок-схема устройства, реализующая переключательную функцию.

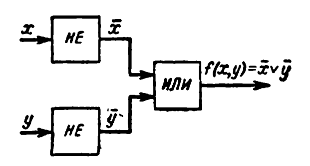


Рис. 24-45. Преобразованная блок-схема устройства реализации переключательной функции вида (24-83).

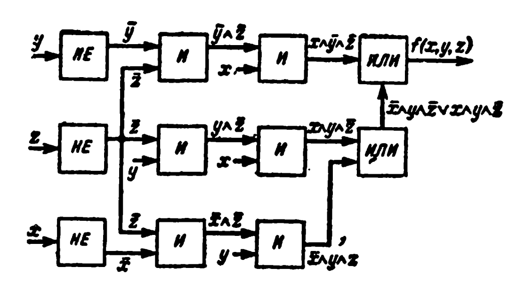


Рис. 24-46. Схема для реализации переключательной функции вида (24-84).

Для схемы на рис. 24-45 требуется уже две схемы НЕ и одна схема ИЛИ.

Если воспользоваться законом инверсии, то функцию $f(x, y)$ можно упростить дальше и привести к виду $f(x, y)=\overline{x \wedge y}$. Для реализации функции $f(x, y)$ в данной форме потребуется всего две схемы: схема И и схема НЕ.

Рассмотрим еще один пример. Пусть имеется переключательная функция вида

$$f(x, y, z)=x\wedge y\wedge\bar{z}\vee\bar{x}\wedge y\wedge\bar{z}\vee \vee x\wedge\bar{y}\wedge\bar{z}. \qquad (24\text{-}84)$$

Преобразуем переключательную функцию (24-84), прибавив к правой части член $x \wedge y \wedge \bar{z}$, что возможно на основании равенства $x=x \vee x$.

Тогда

$$f(x, y, z)=x\wedge y\wedge\bar{z}\vee\bar{x}\wedge y\wedge\bar{z}\vee x\wedge\bar{y}\wedge \wedge\bar{z}\vee x\wedge y\wedge\bar{z}=(x\wedge y\wedge\bar{z}\vee x\wedge\bar{y}\wedge\bar{z})\vee \vee(x\wedge y\wedge\bar{z}\vee\bar{x}\wedge y\wedge\bar{z})=x\wedge\bar{z}\wedge(y\vee\bar{y})\vee \vee y\wedge\bar{z}\wedge(x\vee\bar{x})=\bar{z}\wedge(x\vee y);$$

$$f(x, y, z)=\bar{z}\wedge(x\vee y). \qquad (24\text{-}85)$$

На рис. 24-46 представлена схема для реализации переключательной функции в форме (24-84). На рис. 24-47 представлена схема для реализации той же переключательной функции, но приведенной к виду (24-85).

С помощью аппарата математической логики можно решать задачи анализа и синтеза различных схем, описывая их работу логическими уравнениями, и, применяя к этим уравнениям основные законы алгебры логики, упрощать их до минимальной

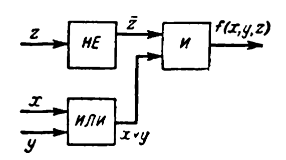


Рис. 24-47. Преобразованная схема для реализации переключательной функции вида (24-85).

формы. На основании анализа можно сравнить различные схемы по количеству оборудования и произвести возможные упрощения.

24-7. ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА ЦВМ

Способы изображения нуля и единицы в цифровых машинах

Большинство цифровых машин оперирует с числами, представленными в двоичной системе счисления. Существуют два основных способа представления двоичных цифр в машинах.

1. Цифры двоичного числа представляются в виде уровней напряжения (потенциальными сигналами). Например, цифра 1 изображается высоким уровнем напряжения, а цифра 0 — низким уровнем напряжения.

На рис. 24-48 представлено двоичное число, цифры которого изображаются положительными уровнями напряжения. Такое представление двоичных цифр применяется при построении цифровых машин на ламповых элементах.

В случае построения цифровых машин на полупроводниковых элементах двоичные цифры могут быть представлены так, как показано на рис. 24-49. В этом случае цифре 1 соответствует отрицательное напряжение, а цифре 0 — нулевое.

2. Цифры двоичного числа представляются либо положительными и отрицательными импульсами либо наличием или отсутствием импульсов в соответствующие моменты времени.

На рис. 24-50 представлено пятиразрядное двоичное число 10011, изображенное в импульсном виде, где 1 изображена положительным импульсом, 0 — отрицательным. На рис. 24-51 представлено то же число, где 1 изображена положительным импульсом, а 0 — отсутствием импульса.

В цифровых машинах, построенных на полупроводниковых элементах, чаще всего двоичные цифры представляются так, как показано на рис. 24-52, где 1 изображена

отрицательным импульсом, а 0 — отсутствием импульса.

Представление двоичных чисел в виде уровней напряжения называется *потенциальным или статическим способом кодирования*.

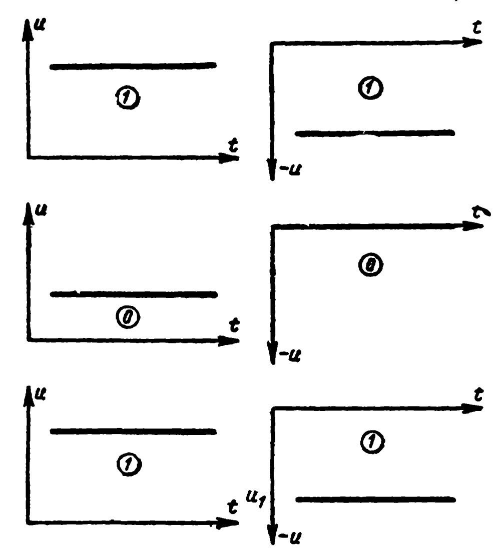


Рис. 24-48. Представление двоичного числа положительными уровнями постоянного напряжения.

Рис. 24-49. Представление двоичного числа отрицательными уровнями постоянного напряжения.

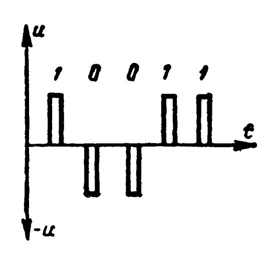


Рис. 24-50. Пятиразрядное двоичное число, где 1 соответствует положительный импульс; а 0 — отрицательный.

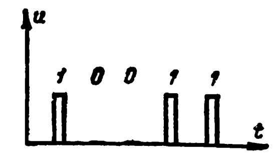


Рис. 24-51. Пятиразрядное двоичное число, где 1 соответствует положительный импульс, а 0 — отсутствие импульса.

Представление двоичных чисел в виде серии импульсов называется *импульсным или динамическим способом кодирования*. При построении цифровых машин применяется как динамический, так и статический способы представления двоичных чисел.

Использование того или иного способа кодирования обусловлено выбором основных элементов, из которых создается цифровая машина.

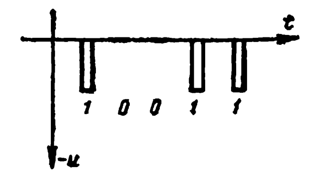


Рис. 24-52. Двоичный код с представлением 1 отрицательным импульсом, а 0 — отсутствием импульса.

Классификация элементов цифровых вычислительных машин

Все элементы ЦВМ можно разделить на несколько типов в зависимости от их функционального предназначения, а именно:

цифровые;
логические;
усилительные и инвертирующие;
формирующие;
элементы задержки и памяти.

Цифровые элементы

Цифровые элементы предназначены для представления и запоминания цифр двоичной системы счисления в виде электрических сигналов. Наиболее распространенными цифровыми элементами являются триггеры.

На рис. 24-53 представлены функциональные схемы *статического триггера*.

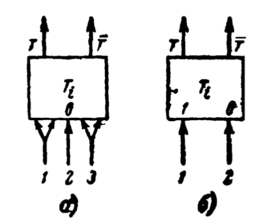


Рис. 24-53. Функциональная схема статического триггера.

На рис. 24-53, *а* изображена функциональная схема статического триггера, имеющего три входа *1*, *2*, *3* и два выхода T и $\overline{T}$, а на рис. 24-53, *б* изображена функциональная схема триггера, имеющего два входа *1*, *2* и два выхода T и $\overline{T}$. Управление триггерами осуществляется подачей управляющих сигналов на соответствующий вход. Информация о состоянии триггера снимается с выхода T или $\overline{T}$.

В дальнейшем будем называть выход T единичным, выход $\overline{T}$ — нулевым. Это означает, что если триггер T_i находится в единичном состоянии, то на выходе T будет

потенциал, соответствующий единице. На выходе $\overline{T}$ в этом случае будет потенциал, соответствующий нулю.

Если триггер T_i находится в нулевом состоянии, то на выходе T будет потенциал, соответствующий нулю. В то же время на выходе $\overline{T}$ будет потенциал, соответствующий единице.

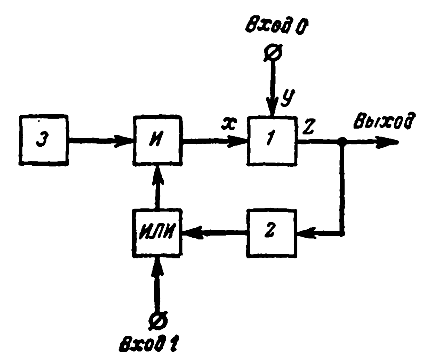


Рис. 24-54. Блок-схема динамического триггера.

При подаче управляющего сигнала на вход *2* триггер устанавливается в нулевое состояние, а при подаче управляющего сигнала на вход *1* триггер устанавливается в единичное состояние.

Вход *2* (рис. 24-53, *а*) часто называют «сбросовым». Если подавать управляющие сигналы на вход *1* или *3*, то триггер будет переходить из одного состояния в другое от действия каждого сигнала. Триггер в этом случае работает как счетчик, и входы *1* и *3* поэтому называют счетными.

Статические триггеры применяются главным образом для построения цифровых машин с потенциальным способом кодирования. В машинах с импульсным кодированием чисел часто применяют в качестве основного цифрового элемента *динамический триггер.*

Динамический триггер подобно статическому представляет собой схему, имеющую два устойчивых состояния. Однако в отличие от статического триггера динамический триггер в единичном состоянии дает на выходе непрерывную последовательность импульсов, а при нулевом состоянии импульсы на выходе отсутствуют. Установка динамического триггера в то или иное состояние производится управляющими сигналами, воздействующими на соответствующий вход.

На рис. 24-54 показана блок-схема динамического триггера, а на рис. 24-55 — его условное изображение.

Блок-схема динамического триггера состоит из:

схемы совпадений, выполняющей операцию И;

схемы запрета *1*, реализующей логическую зависимость вида $z = x \wedge \overline{y}$;

элемента задержки *2*;

схемы, выполняющей логическую операцию ИЛИ;

генератора импульсов *3*.

Динамический триггер имеет два входа: *Вход 1*, предназначенный для установки триггера в единичное состояние, и *Вход 0* — для установки в нулевое состояние.

Рассмотрим работу динамического триггера.

Импульс, поданный на *Вход 1*, через схему ИЛИ поступает на схему И и при совпадении с импульсом от генератора подается на схему запрета *1*, через которую проходит на выход при отсутствии сигнала на *Входе 0*. Выходной сигнал через схему задержки *2* и схему ИЛИ поступает на вход схемы совпадения к моменту действия очередного импульса генератора *3*, в результате чего создаются условия для прохождения второго импульса, который по тем же цепям обеспечит прохождение третьего и т. д.; динамический триггер будет находиться в единичном положении.

При подаче запрещающего импульса на *Вход 0* схема *1* закроет выход и разорвет цепь обратной связи, в результате чего триггер перейдет в состояние, соответствующее 0. Такое состояние будет продолжаться до поступления на *Вход 1* нового импульса.

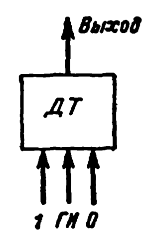


Рис. 24-55. Функциональная схема динамического триггера.

Схема динамического триггера, имеющая в цепи обратной связи задержку, обладает тем недостатком, что для нормальной работы требует строгого совпадения импульсов во времени. Все элементы цепи обратной связи вместе с линией задержки должны обладать временем задержки, равным периоду следования импульсов ГИ. Несоблюдение этого жесткого условия приводит к нарушению нормальной работы триггера, а вместе с этим и всей цифровой машины.

Указанный недостаток динамического триггера с линией задержки в цепи обратной связи привел к тому, что были разработаны другие схемы динамических триггеров, содержащие запоминающий элемент. Эти динамические триггеры не требуют точной синхронизации импульсов, что делает их более стабильными и надежными в работе.

Логические элементы

Логические элементы предназначены для выполнения основных логических опе-

раций И, ИЛИ, НЕ. Логические элементы могут выполняться на электронных лампах, полупроводниковых приборах, магнитных элементах и должны работать с различными сигналами: потенциальными и импульсными.

Схема типа И. На рис. 24-56 представлено условное изображение схемы И.

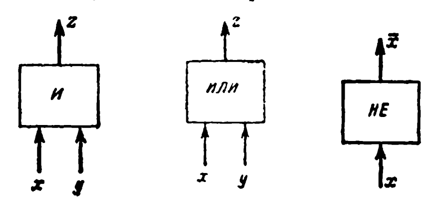


Рис. 24-56. Схема И. Рис. 24-57. Схема ИЛИ. Рис. 24-58. Схема НЕ.

Схема И реализует операцию логического умножения вида

$$z = x \wedge y.$$

На выходе этой схемы появляется сигнал, соответствующий единице, только в том случае, если на все входы схемы И одновременно поданы единичные сигналы. Подобную логическую схему часто называют схемой совпадений. Схема типа И может иметь более двух входов.

Схема типа ИЛИ. На рис. 24-57 представлено условное изображение схемы ИЛИ. Схема ИЛИ реализует операцию логического сложения вида

$$z = x \vee y.$$

На выходе схемы ИЛИ появляется сигнал, соответствующий единице, когда имеется сигнал хотя бы на одном из ее входов.

Схема типа ИЛИ может иметь более двух входов; их количество определяется из тех же условий, что и для схемы И. Схему ИЛИ часто называют схемой разделения.

Схема типа НЕ. На рис. 24-58 представлено условное изображение схемы НЕ. Схема НЕ реализует операцию логического отрицания и имеет один вход и один выход. На выходе схемы НЕ появляется сигнал, соответствующий единице лишь при отсутствии единичного сигнала на входе.

Наряду с рассмотренными выше элементами в цифровых вычислительных машинах широко применяются усилители импульсных сигналов с ограничением и усилители постоянного тока. Усилители импульсных и потенциальных сигналов служат для усиления мощности этих сигналов и предназначаются для управления различными логическими схемами.

Счетчики импульсов

Суммирующие счетчики. Счетчики импульсов нашли широкое применение во многих узлах электронных цифровых машин. На их основе создаются устройства, обеспечивающие выполнение как арифметических, так и логических операций.

Для построения счетчиков импульсов чаще всего применяются триггерные схемы со счетным входом.

При подаче серии импульсов с частотой следования f_1 на счетный вход триггера, на выходе его появляется серия импульсов с частотой $\frac{1}{2}f_1$. В этом случае говорят, что триггер работает с коэффициентом пересчета $N=2^1$. Коэффициент пересчета N показывает, во сколько раз частота следования входных импульсов уменьшается счетчиком. Если последовательно к одной триггерной схеме подключить другую, то получим схему двухразрядного счетчика с коэффициентом пересчета

$$N = 2^2 = 4.$$

Связь между триггерами в счетчике осуществляется через дифференцирующую цепь RC. Так как после дифференцирования выходного сигнала предыдущего триггера возникают биполярные импульсы, а для управления последующим триггером необходимо использовать импульсы только одной полярности, то в цепь связи включаются разделительные диоды, пропускающие либо отрицательные, либо положительные им-

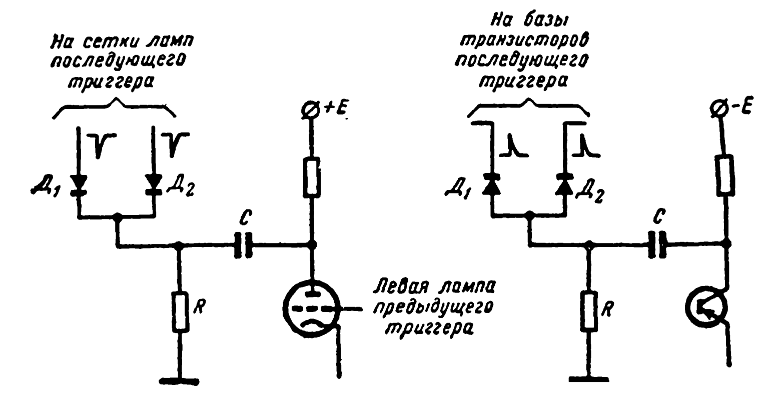


Рис. 24-59. Схемы связи в триггерах.

пульсы на сетки ламп или базы транзисторов последующего триггера.

На рис. 24-59 представлены схемы связи триггеров. На рис. 24-60 даны схема двухразрядного счетчика с коэффициентом пересчета $N=4$ и временные диаграммы его работы. Для n последовательно вклю-

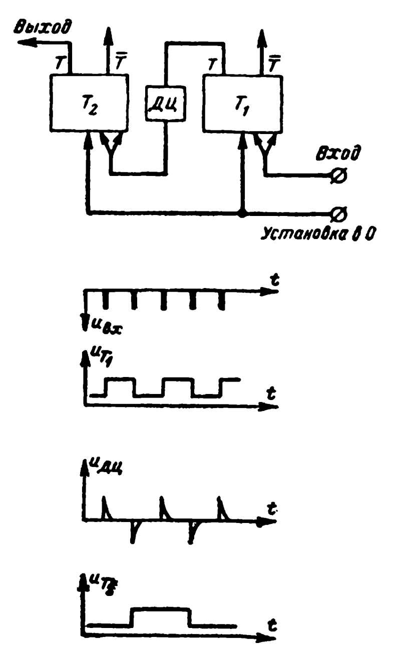


Рис. 24-60. Схема двухразрядного счетчика с $N=4$ и временные диаграммы его работы.

ченных триггерных схем (ячеек) общий коэффициент пересчета N можно определить как

$$N = 2^n.$$

При $n=1$, 2, 3, 4 коэффициент пересчета будет равен 2, 4, 8, 16 соответственно. Путем введения в схему счетчика обратных связей можно получить промежуточные значения коэффициента пересчета, например $N=3$, 7, 10, 15.

Рассмотрим два примера. На рис. 24-61 представлены схема счетчика с $N=3$ и временные диаграммы его работы.

Счетчик содержит две пересчетные ячейки. Выход $\overline{T}$ триггера T_2 соединен со счетным входом первого триггера T_1 через линию задержки *ЛЗ*. Благодаря этому сигнал обратной связи поступает на счетный вход триггера T_1 после прекращения переходных процессов, возникших от воздействия входного сигнала. Из временных диаграмм следует, что работа цепи обратной связи сводится к добавлению одного импульса на вход первого триггера без изменения коэффициента пересчета триггерных ячеек.

На рис. 24-62 представлена схема счетчика с коэффициентом пересчета $N=10$ и временные диаграммы; поясняющие его работу. Схема счетчика с коэффициентом пересчета $N=10$ построена на основе пересчетной схемы, имеющей $N=2^4=16$. Выход $\overline{T}$ триггера T_4 соединен с входами T_2 и T_3 через линию задержки и разделительные диоды, служащие

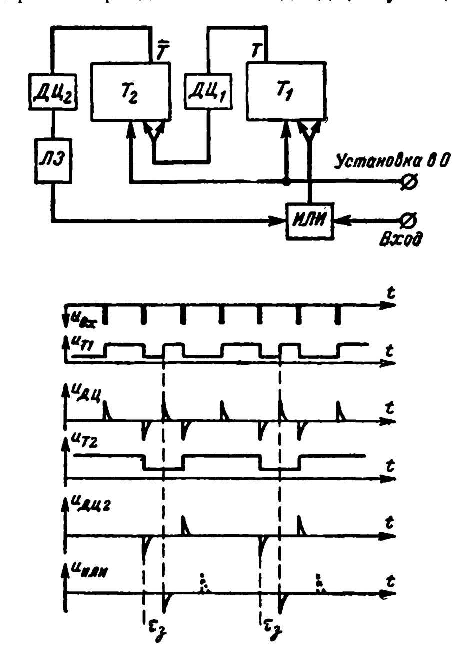


Рис. 24-61. Схема двухразрядного счетчика с $N=3$ и временные диаграммы его работы.

для развязки счетных входов триггеров. За счет обратной связи уменьшается число устойчивых состояний данного счетчика с 16 до 10.

Таким образом, построение схем счетчиков с коэффициентами пересчета, отличными от 2^n, производится путем уменьшения количества устойчивых состояний с помощью сигналов обратной связи.

В дальнейшем будем предполагать, что между триггерами счетчика осуществляется соответствующая связь и элементы связи (дифференцирующая цепь и разделительные диоды $Д_1$, $Д_2$, рис. 24-59) являются входными цепями триггера. На рис. 24-63 изображена схема счетчика с коэффициентом пересчета $N=10$. В этой схеме цепь обратной связи отсутствует. Уменьшение числа устойчивых состояний до 10 осуществляется сигналом, подаваемым на *Вход 0*. Перед началом счета импульсов этот сигнал устанавливает счетчик в положение, соответствующее 0110, т. е. триггеры T_4 и T_1 устанавливаются в нулевое состояние, а триггеры T_3, T_2 — в единичное. При этом число устойчивых состояний счетчика с коэффициентом пересчета $N=2^4=16$ уменьшается на 0110 (шесть).

Вычитающие счетчики. Рассмотренные выше двоичные счетчики позволяют производить лишь сложение импульсов или, как говорят, счет в прямом направлении. Однако можно создать счетчики, позволяющие производить вычитание импульсов, т. е. вести счет в обратном направлении, если счетный вход каждого последующего триггера объединить не с единичным (левым), а нулевым (правым) выходом предыдущего триггера, как показано на рис. 24-64. Элементы связи на схеме не изображены.

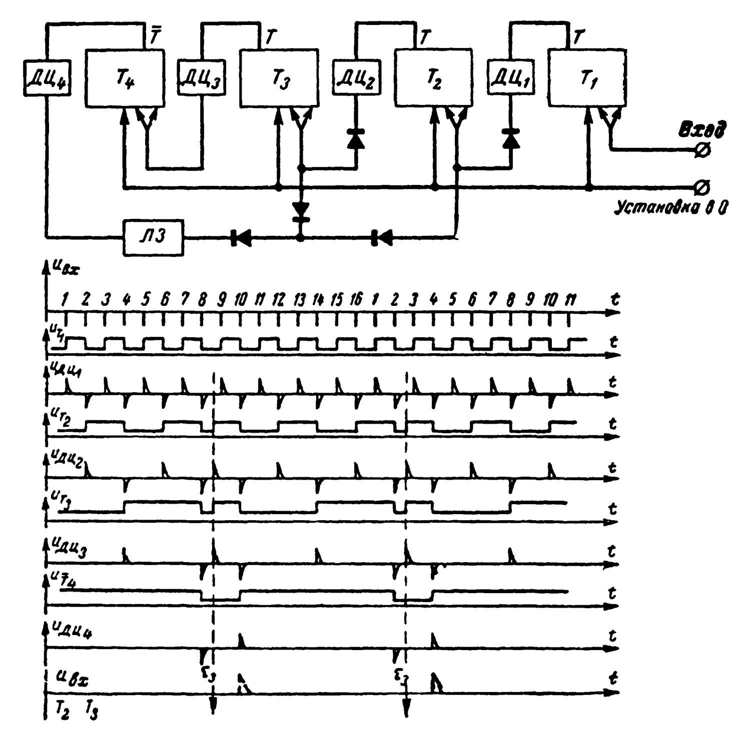


Рис. 24-62. Схема счетчика с $N=10$, цепью обратной связи и временные диаграммы его работы.

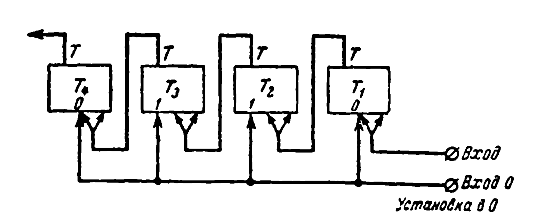


Рис. 24-63. Схема счетчика с $N=10$ и внешним управлением.

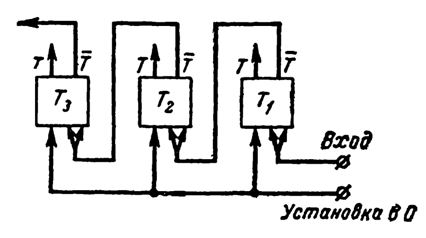


Рис. 24-64. Схема вычитающего счетчика.

Пусть на счетчике записано двоичное число 100. Это означает, что на единичном выходе T триггера T_3 и нулевых выходах $\overline{T}$ триггеров T_2 и T_1 имеются высокие потенциалы, а на нулевом выходе $\overline{T}$ триггера T_3 и единичных выходах T триггеров T_2 и T_1 — низкие потенциалы.

При поступлении на вход триггера T_1 первого импульса триггер T_1 переходит в единичное состояние. При этом на нулевом выходе возникает отрицательный перепад напряжения, который после дифференцирования переводит триггер T_2 в единичное состояние. Возникший отрицательный перепад напряжения на нулевом выходе триггера T_2 после дифференцирования устанавливает триггер T_3 в нулевое состояние.

После поступления первого импульса и окончания переходных процессов триггер T_3 будет в нулевом положении, а триггеры T_2 и T_1 — в единичном. Состояние счетчика соответствует двоичному числу 011, т. е. на единицу меньшему предыдущего значения. Второй импульс установит триггер

T_1 в нулевое состояние. При переходе триггера T_1 из состояния, соответствующего 1, в состояние 0 на нулевом выходе появляется положительный перепад напряжения, который не изменяет состояния последующего триггера. После воздействия второго импульса и окончания переходных процессов единицы происходит перенос от младшего разряда к старшему. Если принять время срабатывания триггера τ, то время переходного процесса n-разрядного счетчика в этом случае будет равно:

$$T_{сч} = n\tau.$$

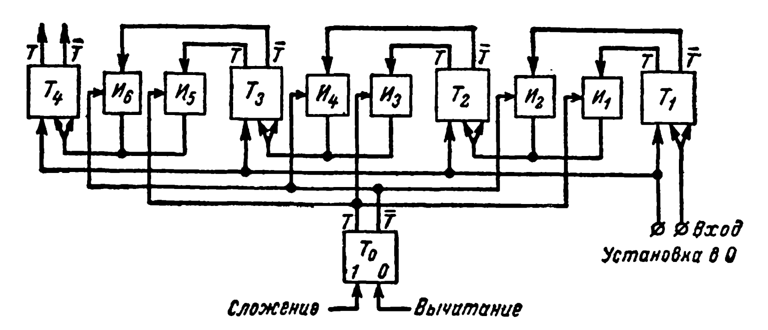


Рис. 24-65. Схема реверсивного счетчика.

счетчик установится в положение, соответствующее двоичному числу 010. Третий импульс устанавливает счетчик в состояние, соответствующее двоичному числу 001, а четвертый — в состояние, соответствующее 000. После пятого импульса произойдет срабатывание всех триггеров и положение счетчика будет соответствовать числу 111.

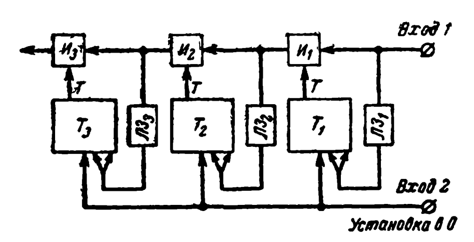


Рис. 24-66. Суммирующий счетчик со сквозным переносом.

При необходимости иметь счетчик, работающий как в прямом, так и в обратном направлении, можно воспользоваться схемой, изображенной на рис. 24-65. Такой счетчик называется реверсивным.

При сложении импульсов схемы $И_1$, $И_3$, $И_5$ открыты, а $И_2$, $И_4$, $И_6$ — закрыты. При вычитании (обратном счете) схемы $И_2$, $И_4$, $И_6$ открыты, а $И_1$, $И_3$, $И_5$ — закрыты. Управление схемами производится напряжениями, снимаемыми с выходов триггера T_0.

Основным недостатком рассмотренных счетчиков является сравнительно малое быстродействие. Во многих случаях перенос, возникший, например, в триггере T_1 может вызвать серию переносов в соседних триггерах. Наихудшим случаем, не считая переполнения счетчика, будет такой, когда в счетчике установлено число 0111... 11. При добавлении к младшему разряду счетчика единицы происходит перенос от младшего разряда к старшему.

Для повышения быстродействия применяют схемы счетчиков со сквозным переносом. На рис. 24-66 представлена схема суммирующего счетчика со сквозным переносом по цепи $И_1 \to И_2 \to И_3$. Пусть счетчик установлен в нулевое положение. Первый импульс, поданный на *Вход 1* через линию задержки, поступит на счетный вход T_1 и установит его в единичное состояние. На схему $И_1$ поступит высокий потенциал с выхода T триггера T_1. Так как к моменту подачи первого импульса схемы $И_1$, $И_2$, $И_3$ закрыты низкими потенциалами с выходов T триггеров T_1, T_2, T_3, то первый импульс по цепи сквозного переноса не проходит.

После перехода триггера T_1 в единичное состояние схема $И_1$ открывается высоким потенциалом с выхода T триггера T_1. Второй импульс, поданный на *Вход 1*, с одной стороны пройдет через схему $И_1$ и линию задержки $ЛЗ_2$ сразу на счетный вход триггера T_2, с другой стороны — через $ЛЗ_1$, на вход триггера T_1.

Если принять время задержки в $ЛЗ$ $\tau_з$, а в схемах И $\tau_и$, то через время, равное $\tau+\tau_з+\tau_и$, в счетчике будет записано число 010, т. е. триггеры T_3, T_1 будут в нулевом состоянии, а триггер T_2 — в единичном. В этом положении счетчика схема $И_2$ открыта, а остальные схемы $И_1$ закрыты. Вследствие этого третий импульс, поданный на вход *1* счетчика, пройдет только на счетный вход триггера T_1 и установит его в единичное состояние. На счетчике будет записано число 011. В этом положении схемы $И_1$, $И_2$ открыты, $И_3$ — закрыта. Четвертый импульс проходит через открытые схемы $И_1$, $И_2$ и $ЛЗ_3$ на вход триггера T_3, а через $ЛЗ_1$, $И_1$, $ЛЗ_2$ на входы триггеров T_1, T_2 соответственно.

Время переходного процесса n-разрядного счетчика со сквозным переносом можно определить по формуле

$$T_{сч} = (n-1)\tau_и + \tau_з + \tau.$$

Если выбрать

$$\tau_з \approx \tau_и,$$

то

$$T_{сч} = n\tau_и + \tau.$$

В практических схемах время прохождения импульса через каждую схему И цепи сквозного переноса значительно меньше времени переходного процесса триггера. В этом случае данная схема счетчика обеспечивает значительный выигрыш в быстродействии сравнительно со схемами счетчиков без цепей сквозного переноса.

Счетчики импульсов на динамических триггерах. На рис. 24-67 представлена схема трехразрядного счетчика на динамических триггерах.

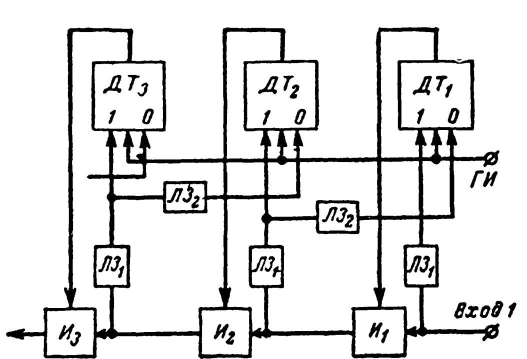


Рис. 24-67. Трехразрядный счетчик на динамических триггерах.

Рассмотрим работу счетчика.

Пусть состояние всех триггеров соответствует 0, т. е. на выходе каждого триггера импульсы отсутствуют. Первый импульс устанавливает триггер $ДТ_1$ в состояние, соответствующее 1. Второй импульс, пройдя через открытую схему $И_1$ и линию задержки $ЛЗ_1$, установит триггер $ДТ_2$ в положение, соответствующее 1. Этот же импульс, задержанный линией задержки $ЛЗ_2$, установит триггер $ДТ_1$ в положение, соответствующее 0. После второго импульса в единичном состоянии будет находиться лишь триггер $ДТ_2$. Третий импульс установит триггер $ДТ_1$ в состояние, соответствующее 1, и не изменит состояние триггера $ДТ_2$ вследствие того, что схема $И_1$ в момент действия импульса закрыта. После третьего импульса триггеры $ДТ_1$, $ДТ_2$ будут находиться в единичном состоянии, что соответствует числу $011 = 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 3$.

Четвертый импульс пройдет через открытые схемы $И_1$, $И_2$ и линию задержки $ЛЗ_1$ на единичный вход триггера $ДТ_3$ и установит его в положение, соответствующее 1. Этот же импульс через линии задержки $ЛЗ_2$ установит триггеры $ДТ_1$ и $ДТ_2$ в состояние, соответствующее 0, и т. д.

Схемы $И_1$, $И_2$, $И_3$ служат для осуществления сквозного переноса в старшие разряды счетчика, что увеличивает быстродействие счетчика.

Регистры

Устройство, предназначенное для кратковременного запоминания одного числа, называется *регистром*. Регистры могут собираться на триггерах, магнитных сердечниках, феррит-транзисторных ячейках и т. д.

Триггерный статический регистр. На рис. 24-68 представлена схема регистра на статических триггерах. Регистр

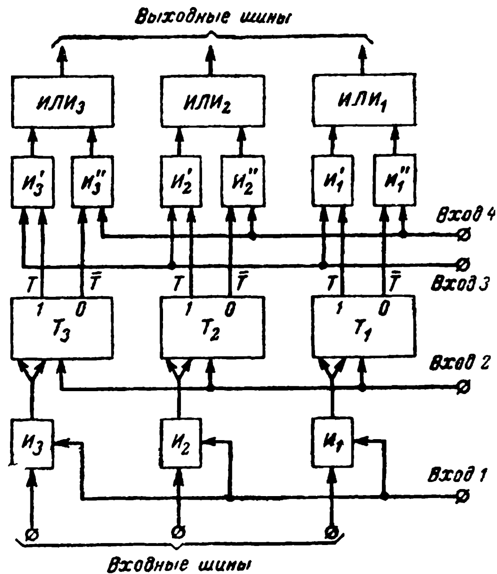


Рис. 24-68. Регистр на статических триггерах.

состоит из триггеров T_1, T_2 и T_3, логических схем И и ИЛИ, включенных на входе и выходе устройства.

Пусть требуется записать в регистр двоичное число 101, цифры которого представлены потенциалами, причем 1 представлена высоким потенциалом, 0 — низким. Перед тем как записать число, все триггеры регистра устанавливаются в нулевое положение импульсом, подаваемым на $Вх_2$. Запись числа в регистр производится подачей импульса на $Вх_1$ в момент времени t_0. Этот импульс проходит через схемы $И_1$, $И_3$ и воздействует на счетные входы триггеров T_1 и T_3, устанавливая их в положение, соответствующее 1. Через схему $И_2$ импульс не проходит и триггер T_2 остается в состоянии, соответствующем 0. По окончании переход-

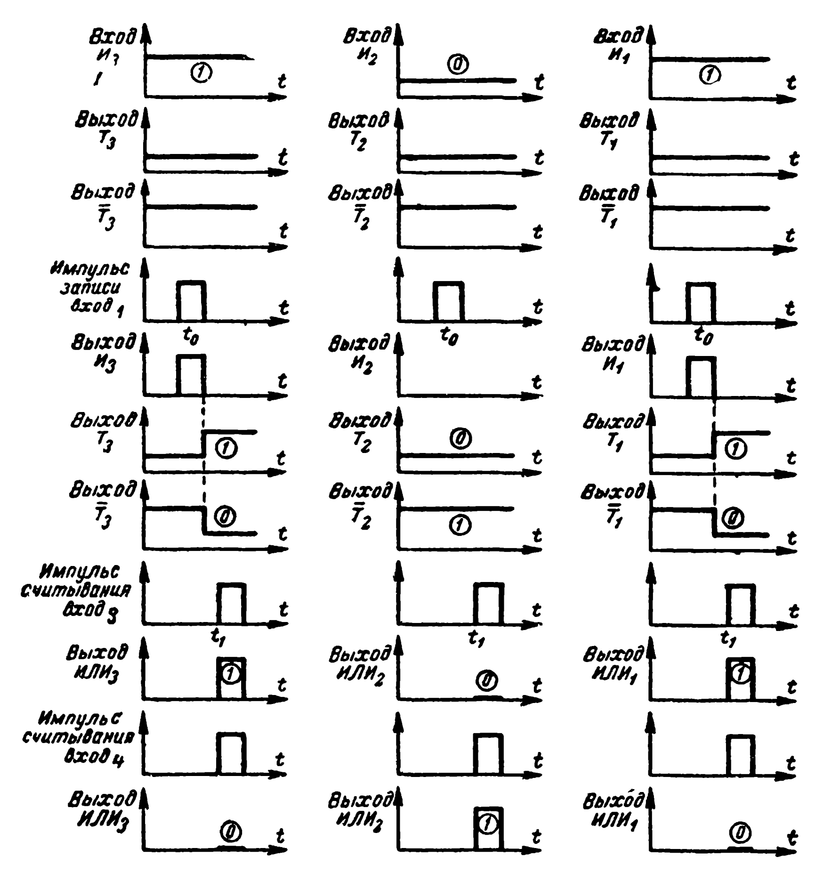


Рис. 24-69. Временные диаграммы работы регистра.

ных процессов в регистре будет записано число 101. Из регистра число может быть передано на выход в прямом или же обратном коде. Считывание записанного числа в прямом коде производится подачей импульса в момент времени t_1 на $Вх_3$. Для считывания числа в обратном коде подается импульс на $Вх_4$.

Схемы логического сложения ИЛИ$_1$, ИЛИ$_2$, ИЛИ$_3$ служат для передачи прямого или же обратного кода числа на выходные шины.

На рис. 24-69 показаны временные диаграммы, поясняющие работу регистра в режимах записи и считывания двоичных чисел.

Сдвигающие регистры. Сдвигающий регистр служит для запоминания числа и сдвига его на один или несколько разрядов вправо или влево.

На рис. 24-70 изображена простейшая схема сдвигающего регистра, позволяющего осуществлять сдвиг влево.

В приведенном сдвигающем регистре выход одного триггера соединен с входом следующего, но не непосредственно, а через линии задержки *ЛЗ*. Для рассмотрения работы регистра предположим, что в нем записано число 011. Для сдвига числа, стоящего в регистре, на вход «*Установка в* 0» подается отрицательный импульс, длитель-

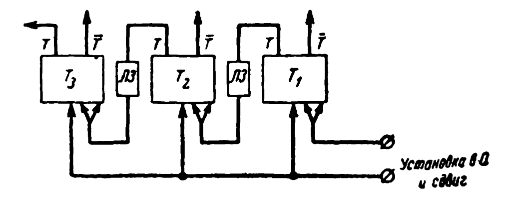


Рис. 24-70. Сдвигающий регистр со сдвигом влево.

ность которого меньше, чем время задержки. Этот импульс устанавливает все триггеры в положение, соответствующее 0. При переходе триггеров из состояния 1 в состояние 0 на выходах *T* триггеров T_1, T_2 появляются отрицательные перепады напря-

жения, которые после задержки и дифференцирования поступают на триггеры T_2 и T_3, устанавливая их в положение, соответствующее 1. По окончании переходных процессов в регистре будет установлено число 110, т. е. исходное число 011, сдвинутое на один разряд влево. При подаче второго импульса сдвига в регистре установится число 100 и т. д.

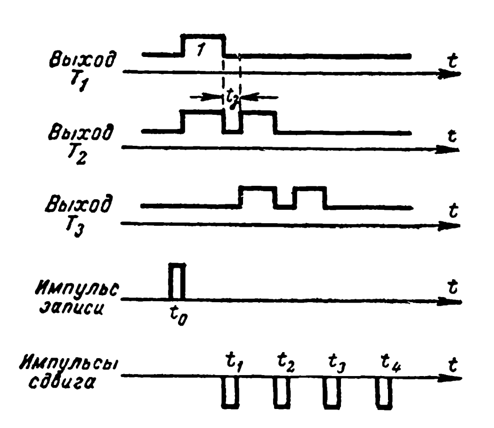


Рис. 24-71. Временные диаграммы работы сдвигающего регистра со сдвигом влево.

На рис. 24-71 даны временные диаграммы, поясняющие работу регистра со сдвигом влево.

Для выполнения операции сдвига вправо необходимо соединить через линии задержки выход старшего разряда с входом младшего так, как это показано на рис. 24-72.

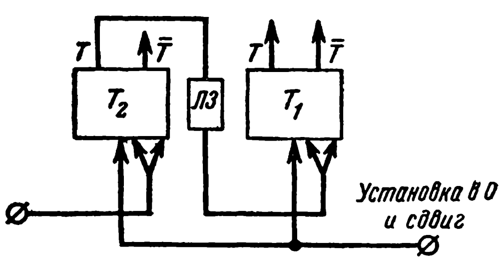


Рис. 24-72. Сдвигающий регистр со сдвигом вправо.

Наконец, на рис. 24-73 дан один из вариантов схемы регистра со сдвигом вправо и влево. Схемы И служат для переключения выходов триггеров регистра. Управление схемами И осуществляется с помощью триггера T_0. При подаче импульса на Bx_2 триггера T_0 последний устанавливается в положение, соответствующее 1, при котором схемы $И_1$ открыты высоким потенциалом с выхода T триггера T_0, а схемы $И_2$ закрыты низким потенциалом с выхода $\overline{T}$ триггера T_0. Импульс, поданный на Bx_1, будет сдвигать число в регистре вправо. При установке триггера T_0 в положение, соответствующее 0, схемы $И_2$ открываются высоким потенциалом с выхода $\overline{T}$ триггера T_0, а схемы $И_1$ закрываются низким потенциалом с выхода T триггера T_0. В этом случае при подаче импульса сдвига на Bx_1 записанная информация сдвигается влево.

В регистрах со сдвигом на статических триггерах каждый триггер срабатывает при сдвиге два раза. Один раз срабатывает при действии импульса сдвига и второй раз при передаче на его вход сигнала от линии задержки.

Время сдвига $T_{сд}$ можно определить из формулы

$$T_{сд} = 2\tau + \tau_з, \qquad (24\text{-}86)$$

где τ — время переходного процесса триггера;

$\tau_з$ — время задержки импульса в *ЛЗ*.

Сдвигающие регистры могут быть выполнены на динамических триггерах. На рис. 24-74 представлен регистр со сдвигом вправо на динамических триггерах. Регистр имеет общий вход для импульсов сдвига. Каждый динамический триггер имеет два входа для установки триггера в состояния, соответствующие 1 и 0. На входах каждого динамического триггера включены логические схемы И и З. Схема запрета реализует логическую функцию вида $z = x < \overline{y}$.

На вход 1 триггера $ДТ_1$ сигнал сдвига проходит через схему И и устанавливает его в состояние 1 лишь в том случае, если динамический триггер старшего разряда находится в положении, соответствующем 1. Если триггер старшего разряда находится в положении 0, то импульс сдвига проходит через схему запрета на другой вход триггера и устанавливает его в положение,

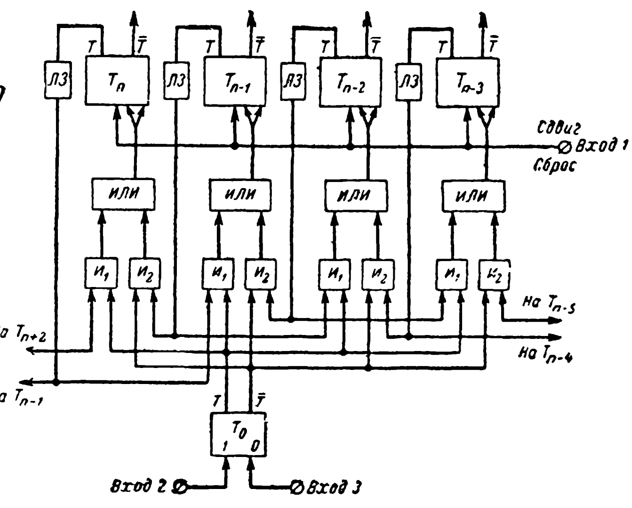


Рис. 24-73. Реверсивный сдвигающий регистр.

соответствующее 0. Каждый сдвигающий импульс производит сдвиг содержимого регистра на один разряд вправо.

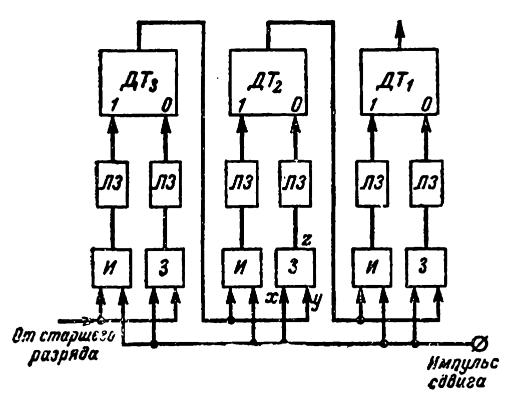


Рис. 24-74. Сдвигающий регистр на динамических триггерах.

В данной схеме динамический триггер срабатывает при подаче каждого сдвигающего импульса лишь один раз.

Время сдвига можно определить по формуле

$$T_{сд} = \tau_{д.т} + \tau_з, \qquad (24\text{-}87)$$

где $\tau_{д.т}$ — время переходного процесса динамического триггера;

$\tau_з$ — время задержки импульса сдвига во входной цепи триггера.

Дешифраторы

Устройства, позволяющие выделять из серии импульсов отдельные импульсы или же распределять сигналы по шинам в заданном порядке в зависимости от комбинации сигналов на входе, называются *дешифраторами или избирательными схемами.*

На рис. 24-75 представлена схема дешифратора, распределяющая сигналы по выходным шинам в зависимости от состояния триггеров двухразрядного счетчика. Сопротивление R_0 и диоды $Д_0$ составляют логическую схему И. Сигнал на шине *0* появится лишь в том случае, если катоды диодов $Д_0$, подключенных к нулевым выходам $(\overline{T})$ триггеров T_2, T_1, будут находиться под высоким потенциалом. В противном случае напряжение E погасится на сопротивлении R_0. Сопротивления R_0, R_1, R_2, R_3 выбираются много большими прямых сопротивлений диодов. Сопротивление R_1 и диоды $Д_1$ образуют также логическую схему И, сигнал на выходе которой появляется при состоянии триггеров 01. Следовательно, сигнал на выходе шины *1* появится лишь тогда, когда триггер T_1 будет находиться в единичном состоянии, а триггер T_2 — в нулевом. На шине *2* появится сигнал при состоянии триггеров 10, а на шине *3* — при состоянии триггеров 11.

Количество диодов, потребное для построения подобного одноступенчатого дешифратора, может быть определено по формуле

$$Q = n \cdot 2^n,$$

где n — число триггеров в счетчике или регистре.

При увеличении числа триггеров в счетчике или регистре, работающих совместно с дешифратором, потребное количество диодов резко увеличивается.

Для сокращения потребного количества диодов применяются многоступенчатые дешифраторы. Идея построения многоступенчатых дешифраторов состоит в том, что используются общие элементы в цепях формирования выходных сигналов.

На рис. 24-76 изображена схема регистра с двухступенчатым дешифратором на 16 выходов. Первая ступень образована одноступенчатыми дешифраторами I и II. Вторая ступень образована диодной сеткой III. Для уяснения работы данного двухступенчатого дешифратора рассмотрим, например, при каком состоянии триггеров T_1 — T_4 на шине *10* будет сигнал в виде высокого потенциала. На шине *10* сигнал появится лишь в том случае, если все диоды, подключенные к шине, будут закрыты.

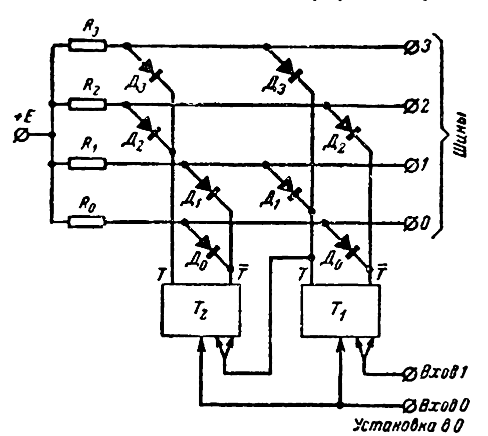


Рис. 24-75. Схема дешифратора.

К шине *10* подключены диоды $Д_5$ и $Д_4$, к катодам которых подключены диоды $Д_0$, $Д_1$ и $Д_2$, $Д_3$. Диоды $Д_5$, $Д_4$ будут закрыты, если будут закрыты диоды $Д_0$ — $Д_3$. Эти диоды закрываются лишь при состоянии триггеров регистра, соответствующем двоичному числу 1001, т. е. триггеры T_4, T_1 должны находиться в единичном состоянии, а триггеры T_3, T_2 — в нулевом. Легко убедиться в том, что при любом другом состоянии триггеров регистра на шине *10* будет низкий потенциал.

Общее число диодов в двухступенчатом дешифраторе можно определить по формулам:

$$Q_2 = 2^{n+1} + n \cdot 2^{\frac{n}{2}} \text{ при } n \text{ четном;}$$

Рис. 24-76. Регистр с двухступенчатым дешифратором на 16 выходов.

$$Q_2 = 2^{n+1} + \frac{n+1}{2} 2^{\frac{n+1}{2}} + \frac{n-1}{2} 2^{\frac{n-1}{2}}$$ при n нечетном.

Для рассмотренной схемы двухступенчатого дешифратора имеем $n=4$. Тогда

$$Q_2 = 2^{4+1} + 4 \cdot 2^{4/2} = 48 \text{ диодов}.$$

Для тех же условий одноступенчатый дешифратор должен содержать:

$$Q_1 = 4 \cdot 2^4 = 64 \text{ диода}.$$

Отсюда следует, что двухступенчатый дешифратор экономичнее одноступенчатого и особенно при большом числе входов. Аналогично строятся многоступенчатые дешифраторы.

Преобразователи кодов. Устройства, предназначенные для преобразования прямого кода числа в обратный или дополнительный код, называются *преобразователями кодов*. Для преобразования отрицательного двоичного числа в обратный код необходимо, как известно, каждую цифру двоичного числа инвертировать. На рис. 24-77 представлена схема регистра на статических триггерах с устройством для преобразования двоичного числа в обратный код. Преобразователь кода состоит из логических

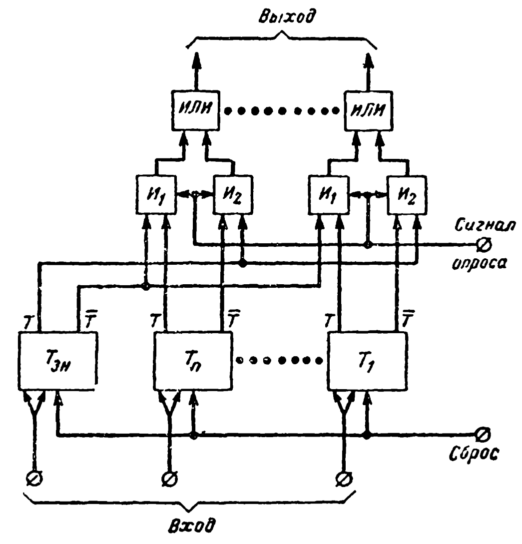


Рис. 24-77. Регистр на статических триггерах.

схем И, ИЛИ и управляется триггером знака $T_{зп}$. Если знак числа положительный (триггер знака $T_{зн}$ в нулевом состоянии), то схемы $И_1$ высоким потенциалом с выхода $\overline{T}$ триггера $T_{зн}$ будут открыты для передачи информации с единичных выходов T триггеров регистра; при подаче сигнала опроса содержимое регистра передается на выход преобразователя в прямом коде. Если знак

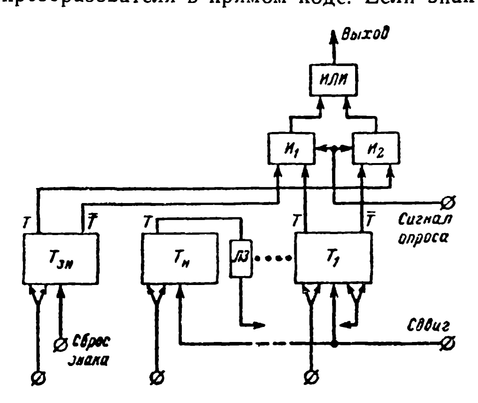


Рис. 24-78. Схема для преобразования числа в обратный код.

числа отрицательный (триггер знака $T_{зн}$ в единичном состоянии), то высоким потенциалом с выхода T триггера $T_{зн}$ схемы $И_2$ будут открыты для передачи информации с нулевых выходов $\overline{T}$ триггеров регистра. В этом случае число на выходе будет в обратном коде. Достоинствами данного преобразователя являются его сравнительная простота и возможность автоматического управления преобразованием от триггера знака.

При последовательной передаче числа для преобразования в обратный код может быть применена схема, представленная на рис. 24-78. Схемы преобразователя $И_1$, $И_2$, ИЛИ работают подобно только что рассмотренной схеме на рис. 24-77, но информация, содержащаяся в регистре, последовательно сдвигается в сторону младших разрядов. Преобразование числа происходит разряд за разрядом.

Преобразование в дополнительный код отрицательного числа при параллельной его передаче чаще всего осуществляется путем преобразования в обратный код с последующим прибавлением единицы в младший разряд.

Для получения дополнительного кода при последовательной передаче двоичного числа, начиная с младших разрядов, необходимо первую младшую единицу справа пропустить без изменения, а все остальные разряды инвертировать. Это правило иллюстрируется примерами:

1. $x = -0{,}11001$, $[x]_{доп} = 1{,}00111$ } первый младший разряд—единица не изменяется

или

2. $x = -0{,}10100$, $[x]_{доп} = 1{,}01100$ } первая младшая единица не изменяется

На рис. 24-79 представлена схема преобразователя в дополнительный код при последовательной передаче двоичного числа,

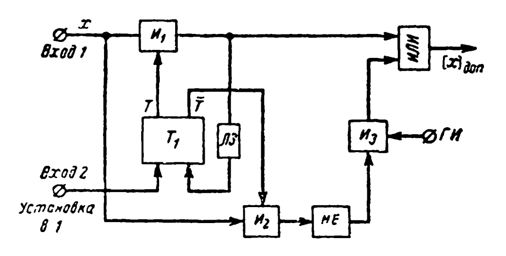


Рис. 24-79. Схема преобразователя в дополнительный код.

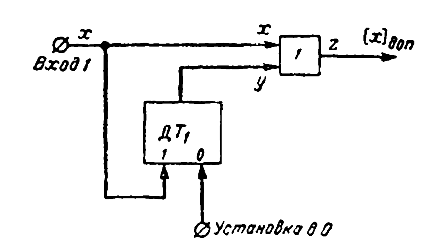


Рис. 24-80. Схема преобразователя в дополнительный код с управлением от динамического триггера.

начиная с младших разрядов. Исходное состояние схемы: триггер T_1 находится в единичном положении, схема $И_1$ открыта высоким потенциалом с выхода T триггера T_1, схема $И_2$ закрыта низким потенциалом с выхода $\overline{T}$ триггера T_1. На $Вх_1$ поступает число, начиная с младших разрядов. Первая единица проходит через схему $И_1$ и на выход преобразователя без изменения. Эта же единица через линию задержки устанавливает триггер T_1 в нулевое состояние. При этом схема $И_1$ закрывается, схема $И_2$ открывается. Все последующие разряды числа проходят через цепь, состоящую из логических схем $И_2$, НЕ, $И_3$, ИЛИ, где и инвертируются. Импульсы от генератора импульсов поступают синхронно с разрядами преобразуемого числа.

На рис. 24-80 представлен преобразователь в дополнительный код с управлением от динамического триггера, где I — логическая схема, реализующая операцию:

$$z = \overline{x} \wedge y \vee x \wedge \overline{y}.$$

Исходное состояние схемы: триггер $ДТ_1$ в нулевом положении. На $Вх_1$ поступает число x с младших разрядов. Первая единица

проходит через схему *1* и устанавливает триггер $ДТ_1$ в единичное состояние.

С этого момента при каждом поступлении цифры преобразуемого числа с выхода триггера поступает импульс на схему *1*, вследствие чего все последующие разряды инвертируются. Так как обратное преобразование осуществляется по тем же правилам, что и прямое, то рассмотренные схемы преобразователей пригодны для преобразования из обратного или дополнительного кода в прямой.

24-8. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Общие сведения и классификация

Запоминающие устройства цифровых машин служат для хранения программ работы машин, исходных данных, а также промежуточных и конечных результатов.

По назначению и принципу действия запоминающие устройства разделяются на внутренние (оперативные) и внешние.

В ходе вычислений оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) взаимодействует непосредственно с арифметическим устройством и устройством управления. Быстродействие ОЗУ должно соответствовать скорости работы арифметического устройства и устройства управления.

Оперативная память, как правило, должна хранить сравнительно небольшое количество чисел. Конструктивно ОЗУ выполняются на магнитных барабанах, электроннолучевых трубках, ультразвуковых и магнитострикционных линиях задержки, триггерах, магнитных сердечниках и других быстродействующих элементах.

Внешнее запоминающее устройство (ВЗУ) предназначено для длительного хранения результатов промежуточных вычислений, исходных или конечных данных решаемой задачи, констант и стандартных программ.

ВЗУ должно иметь большую емкость. Требования по быстродействию применительно к ВЗУ могут быть снижены, поскольку ВЗУ, как правило, во время вычислений непосредственно не связано с арифметическим устройством машины.

В качестве ВЗУ используются магнитные и перфорированные ленты, перфорированные карты, магнитные барабаны и др.

По принципу действия все запоминающие устройства разделяются на статические и динамические. *Статическими запоминающими устройствами* называются такие, в которых запоминаемые данные находятся в неподвижном состоянии относительно запоминающей среды.

Примером статических запоминающих устройств могут служить запоминающие устройства на магнитном барабане, магнитных сердечниках, электроннолучевых трубках и т. д.

Во всех запоминающих устройствах этой группы данные записываются в виде определенных состояний среды и остаются фиксированными по отношению к запоминающей среде.

Динамическими запоминающими устройствами называются такие, в которых запоминаемые данные находятся в движении относительно запоминающей среды.

Примером динамического запоминающего устройства может служить запоминающее устройство на ультразвуковых линиях задержки, в которых цифры представляются ультразвуковыми колебаниями.

Запоминающие устройства можно разделить также на *периодические* и *непериодические*.

Периодическими запоминающими устройствами называют такие, в которых запоминаемые данные перемещаются циклически относительно читающих или записывающих элементов.

По времени хранения информации устройства запоминания можно разделить на *кратковременные и долговременные*. Кратковременные запоминающие устройства требуют периодической регенерации (восстановления) записанных данных. Долговременные запоминающие устройства, напротив, не требуют периодической регенерации. Для уничтожения (стирания) записанной информации в этих устройствах необходимо внешнее воздействие.

Основными характеристиками запоминающих устройств являются *время обращения* и *емкость*.

Временем обращения называется время, потребное на считывание информации (время выборки) или на запись информации (время записи). Время обращения в значительной мере определяет быстродействие машины в целом.

Емкость запоминающего устройства определяет общее количество информации, хранимой в памяти.

Каждое число или команда хранится в памяти в определенных местах, называемых *ячейками памяти*. Каждая ячейка памяти имеет свой номер или так называемый адрес. Следовательно, для заданного количества разрядов чисел емкость запоминающего устройства определяется количеством ячеек памяти.

В периодической памяти среднее время обращения тесно связано с промежутком времени, протекающим между двумя последующими появлениями ячейки памяти в одном и том же месте запоминающего устройства. Этот промежуток времени называется периодом работы запоминающего устройства. Время обращения в периодической системе не остается постоянным, так как включает в себя время ожидания между получением команды чтения или записи по заданному адресу и появлением ячейки с заданным адресом у читающих или записывающих элементов.

В непериодической памяти время обращения зависит главным образом от скорости работы схемы переключения. Время об-

ращения не зависит от того, к какой ячейке запоминающего устройства мы обращаемся, и остается постоянным. Ввиду этого непериодические системы запоминающих устройств имеют большее быстродействие, чем периодические.

Кратко рассмотрим основные типы запоминающих устройств, получивших в настоящее время практическое применение.

Запоминающие устройства на магнитном барабане

Принципы магнитной записи. Запоминающие устройства на магнитном барабане в цифровых машинах могут применяться как для оперативной, так и для внешней памяти.

Магнитный барабан представляет собой цилиндр, выполненный из немагнитного материала (силумин, дюраль и т. д.), на поверхности которого нанесен тонкий слой ферромагнитного материала (окись железа, никель; кобальто-железные, кобальто-никелевые покрытия). Схема барабана показа-

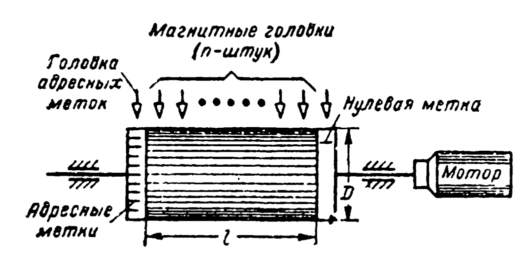


Рис. 24-81. Схема магнитного барабана.

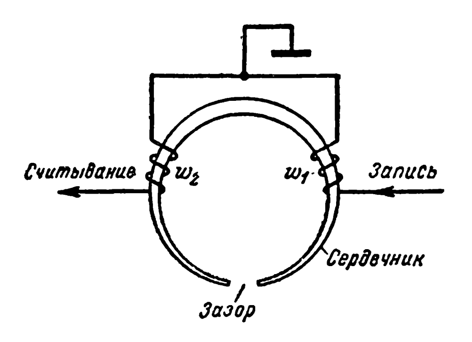


Рис. 24-82. Схема магнитной головки.

на на рис. 24-81. Вдоль образующей барабана располагаются магнитные головки. На рис. 24-82 представлена схема магнитной головки, где w_1 — обмотка записи, w_2 — обмотка считывания. Между головками и поверхностью магнитоносителя устанавливается зазор $d = 20 \div 50$ *мкм* (рис. 24-83).

Магнитная запись основана на использовании свойства ряда ферромагнитных материалов сохранять остаточную намагниченность после воздействия на них внешнего магнитного поля.

При подаче в обмотку записывающей головки импульса тока в сердечнике головки возникает магнитный поток Ф, часть которого замыкается через проходящий в этот момент под головкой участок ферромагнитного материала и намагничивает его до насыщения. После прекращения действия импульса тока этот участок ферромагнитного материала сохраняет магнитное состояние, соответствующее полярности записывающего импульса тока (пунктир на поверхности барабана, рис. 24-83).

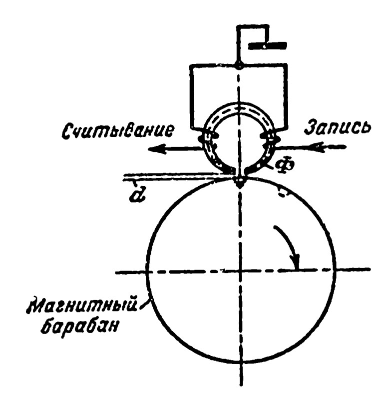


Рис. 24-83. Схема записи и считывания на магнитный барабан.

Чтение информации, записанной на барабане, производится считывающей головкой. При вращении барабана намагниченные участки вызывают магнитный поток в сердечнике головки. Изменение потока во времени вызывает э. д. с. в обмотке считывания w_2. Величина э. д. с. в считывающей обмотке w_2 пропорциональна числу ее витков, скорости изменения магнитного потока, величине зазора d.

Имеется несколько способов записи двоичных цифр на ферромагнитный материал.

Запись по трем уровням (биполярный способ записи). При этом способе ферромагнитный материал предварительно размагничивается путем подачи в специальную стирающую головку переменного тока высокой частоты. Под воздействием высокочастотного магнитного поля, величина которого плавно уменьшается до нуля, каждый элемент ферромагнитного материала многократно перемагничивается и в конце концов полностью приходит в размагниченное состояние. Запись 1 при биполярном способе осуществляется в виде насыщения ферромагнитного материала в одном направлении, а запись 0 — насыщением в обратном направлении.

Для этого используются импульсы противоположной полярности, подаваемые в обмотку записи.

На рис. 24-84 представлены временные диаграммы процессов записи и считывания биполярным способом, где обозначено:

I — амплитуда входных импульсов тока записи;

Ф — магнитный поток, действующий в сердечнике головки;

e — э. д. с. в обмотке считывания.

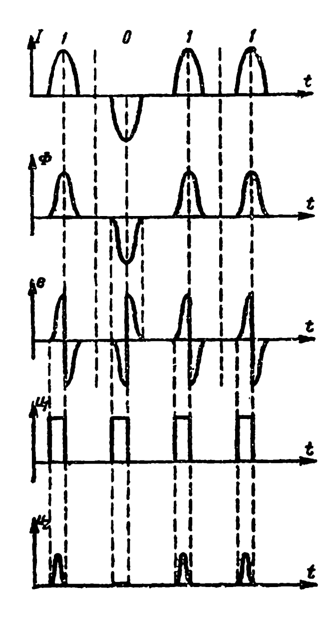


Рис. 24-84. Временные диаграммы записи и считывания биполярным способом.

При считывании информации намагниченные участки наводят э. д. с. *e* в обмотке считывания магнитной головки. Для выделения сигнала, соответствующего единице, используется логическая схема И, на один вход которой подается э. д. с. с магнитной головки, а на другой — управляющий сигнал u_1 (рис. 24-84), совпадающий во времени с положительной частью *e*. При одновременном воздействии двух положительных сигналов на выходе схемы И выделяется сигнал u_2 (рис. 24-84), соответствующий единице. При действии двух сигналов разной полярности на выходе схемы И сигнал будет отсутствовать, что означает считывание нуля. Этот способ записи обладает тем недостатком, что стирание записанной информации должно производиться высокочастотным магнитным полем, получение которого с помощью стирающей головки, имеющей стальной сердечник, представляет технические трудности. Поэтому этот метод записи применяется редко.

Запись по двум уровням (метод «обращения до нуля»). Сущность записи по указанному способу состоит в том, что ферромагнитный материал предварительно намагничивается до насыщения в каком-либо одном направлении, а запись 1 производится импульсом, доводящим его до насыщения в противоположном направлении. При записи 0 намагничивающее действие импульса тока направлено так, что состояние ферромагнитного материала не меняется. В этом случае при считывании 1 в обмотке считывания возникает э. д. с., при считывании 0 э. д. с. не возникает. На рис. 24-85 представлены кривые, иллюстрирующие запись и считывание по данному

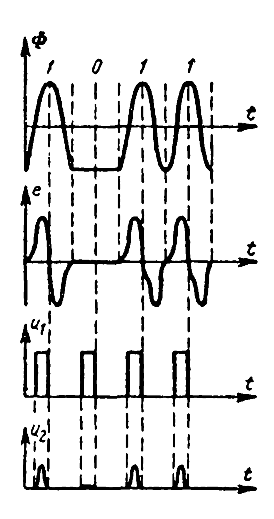


Рис. 24-85. Временные диаграммы записи по двум уровням.

методу. Стирание записанной информации производится намагничиванием ферромагнитного материала до насыщения в каком-либо направлении.

Этот метод нашел более широкое применение вследствие сравнительно простой схемной реализации.

Способы размещения чисел на барабане. Числовой материал на поверхности барабана может размещаться самыми различными способами. В одних системах ячейки памяти, в которых записываются двоичные числа, располагаются по образующим поверхности барабана. Магнитные головки устанавливаются вдоль образующей, и число их равно количеству разрядов записываемых чисел. При таком расположении магнитных головок все разряды чисел записываются и считываются одновременно и запоминающее устройство называют *параллельным*.

В некоторых конструкциях устанавливается по два диаметрально противоположных ряда головок с целью уменьшения времени обращения.

Запись и считывание чисел можно производить не параллельно, а последовательно — разряд за разрядом. При этом число записывается на поверхности барабана по его окружности. Каждая головка записывает и считывает числа, расположенные по

окружности барабана. Устройство называется *последовательным.*

В зависимости от размеров барабана, *плотности записи* (количества записываемых импульсов на 1 *мм* ферромагнитного материала) и количества двоичных разрядов в числе на поверхности барабана можно записать различное количество чисел.

Управление процессами записи и считывания чисел. Для отыскания ячейки памяти с заданным адресом служат метки, нанесенные на специальной дорожке барабана путем намагничивания или же механическим способом. Метки (риски), нанесенные механически, заполняются ферромагнитным материалом и намагничиваются постоянным магнитным полем. Количество меток равно количеству ячеек памяти. Каждая метка определяет адрес ячейки памяти. Кроме того, на одной из дорожек магнитного барабана наносится одна метка, служащая для определения начала счета адресных меток (нулевая метка).

Схема управления запоминающим устройством на магнитном барабане содержит счетчик адресных меток, адресный регистр, устройство сравнения и схемы формирования.

На рис. 24-86 представлена одна из схем управления запоминающим устройством на магнитном барабане.

Перед записью или считыванием числа в адресный регистр заносится заданный адрес A. Счетчик адресных меток сбрасывается импульсом, поступающим от нулевой метки. С приходом сигналов от адресных меток счетчик считает их. При совпадении содержимого адресного регистра и счетчика адресных меток устройство сравнения вырабатывает импульс, указывающий на то, что под головками в данный момент находится ячейка с заданным адресом A. После формирования импульс совпадения через схему $И_1$ или $И_2$ воздействует на усилители считывания (УС) или записи (УЗ) соответственно и производит считывание или запись в зависимости от состояния триггера $T_{зс}$.

Количество триггеров в счетчике и адресном регистре зависит от емкости памяти и выбирается из условия $M=2^m$, где m — количество разрядов счетчика; M — общее количество ячеек памяти.

Например, при объеме памяти в 1024 числа счетчик и адресный регистр должны содержать по 10 триггеров, при емкости памяти в 2048 чисел — по 11 триггеров и т. д.

На рис. 24-87 представлена другая схема управления запоминающим устройством. В этой схеме функции счетчика и адресного регистра объединены в одном устройстве — счетчике адресных меток.

После сброса счетчика импульсом от нулевой метки на счетчик заносится адрес ячейки памяти, из которой должно быть выбрано число или место, куда оно должно быть записано. Эта операция выполняется в промежутке времени между нулевой и первой адресной метками. К моменту поступления импульса от первой адресной метки на счетчике установлен заданный адрес A. Далее к нему прибавляются импульсы, поступающие от адресных меток, до переполнения счетчика. В момент переполнения счетчика триггер T_m переходит из единичного состояния в нулевое.

Такой переход триггера T_m указывает на то, что под головками находится нужная ячейка. Перепад напряжения, поступающий с выхода триггера T_m, дифференцируется. Полученный при этом импульс формируется и через схему $И_1$ или $И_2$ подается в цепь считывания или записи.

При этой схеме управления процессами записи и считывания ячейка памяти с адресом A будет находиться против метки $\overline{A}$, определяемой по формуле

$$\overline{A}=M-A,$$

где M — общее число адресных меток, равное количеству ячеек памяти.

Положительным качеством запоминающего устройства на магнитном барабане является высокая надежность хранения записанной информации, экономичность, простота устройства управления, большая емкость при сравнительно небольшом числе оборудования (блоков). При отключении питания, а также при считывании записанная информация сохраняется.

Недостатком запоминающего устройства на магнитном барабане следует считать большое время выборки чисел из памяти или записи в память. Это время обычно составляет 5—20 *мсек*. Применение в цифровых машинах запоминающего устройства на магнитном барабане позволяет получить быстродействие, не превышающее нескольких десятков или сотен операций в секунду.

Выбор конструктивных размеров барабанов можно произвести, исходя из формулы для емкости запоминающего устройства:

$$M=\frac{\pi Д}{n}lpq,$$

где M — количество ячеек памяти;
n — количество разрядов в числе;
$Д$ — диаметр барабана, *мм*;
l — длина образующей, *мм*;
p — плотность записи, *имп/мм*;
q — количество магнитных головок на единицу длины образующей.

Плотность записи p зависит от конструкции магнитных головок, ферроматериала, величины воздушного зазора между головкой и барабаном, а также от линейной скорости поверхности барабана.

Величина q выбирается в зависимости от конструктивных размеров головок и способа их расположения.

Если на образующей устанавливается столько головок, сколько разрядов в числе, то $n=lq$ и тогда $M=\pi Дp$.

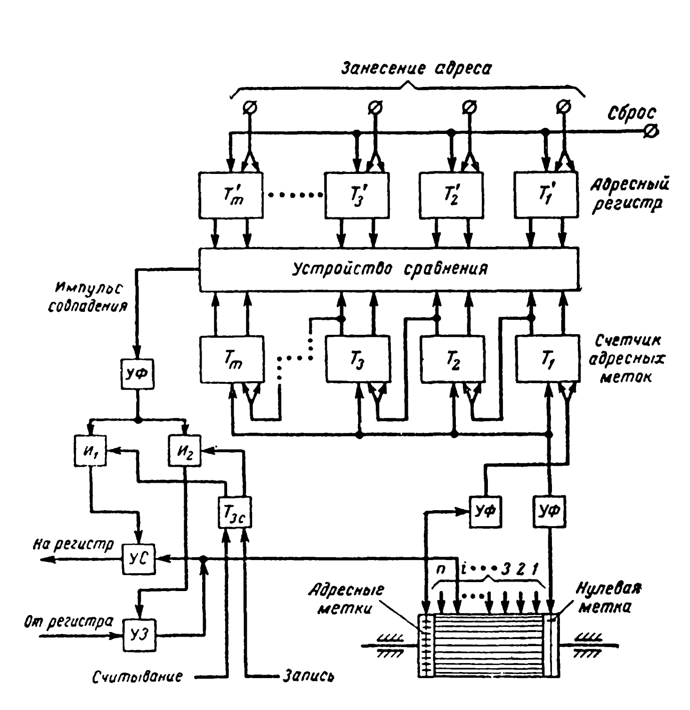


Рис. 24-86. Схема управления ЗУ на магнитном барабане со счетчиком и адресным регистром.

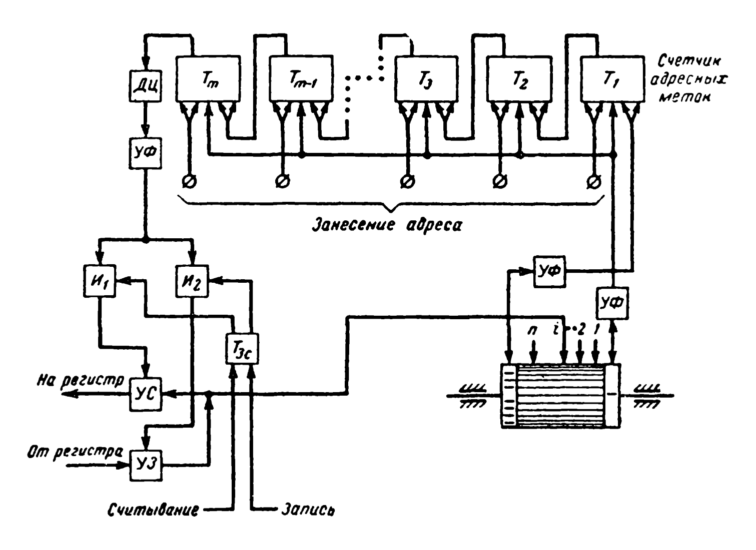


Рис. 24-87. Схема управления ЗУ на магнитном барабане со счетчиком адресных меток.

Запоминающие устройства на ферритовых сердечниках

Ферритовые сердечники, обладающие двумя устойчивыми состояниями намагничивания, могут успешно применяться для запоминания цифр двоичной системы счисления 0 и 1.

Существует несколько систем построения запоминающих устройств на ферритовых сердечниках, но все они могут быть разделены на две основные группы:

запоминающие устройства, в которых используется один сердечник на один разряд двоичного числа;

запоминающие устройства, в которых используется два сердечника на один разряд двоичного числа.

В зависимости от способа записи и считывания запоминающие устройства можно разделить на:

запоминающие устройства матричного типа;

запоминающие устройства типа Z.

Рассмотрим принцип действия этих систем памяти.

Ферритовое запоминающее устройство матричного типа

С целью удобства построения схем управления процессами записи и считывания сердечники в ферритовом запоминающем устройстве располагаются в виде двухмерных матриц. Каждый сердечник пронизывается *управляющими обмотками.*

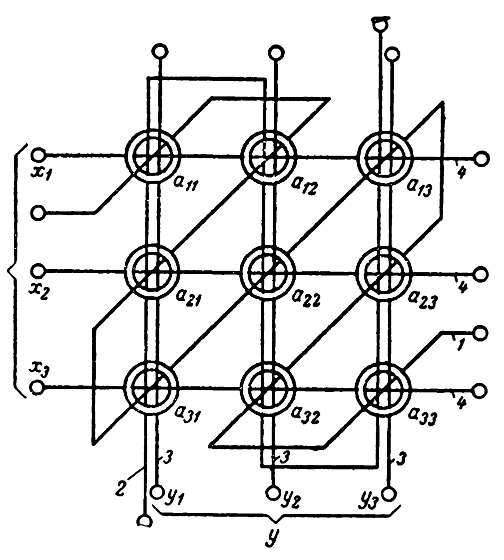


Рис. 24-88. Двухмерная матрица.

На рис. 24-88 изображена двухмерная матрица с управляющими обмотками в виде отдельных проводников. На схеме приняты следующие обозначения: *1 — считывающий провод; 2 — компенсирующий провод; 3, 4 — координатные провода.*

Каждая матрица служит для представления одного разряда всех запоминаемых чисел. Например, первая матрица хранит первые разряды всех чисел, вторая — вторые разряды всех чисел и т. д. Следовательно, емкость запоминающего устройства определяется количеством сердечников в матрице. Для хранения чисел, представленных n-двоичными разрядами, требуется n матриц. На рис. 24-89 показано соединение проводов между отдельными матрицами. Адрес ячейки памяти состоит из адреса строки x_i и адреса столбца y_i. Для записи или считывания информации по заданному адресу на соответствующие координатные провода x_i, y_i подаются импульсы тока, каждый из которых в отдельности создает напряженность магнитного поля, недостаточную для изменения магнитного состояния сердечников, находящихся на полувозбужденных проводах. На сердечник же, находящийся на пересечении выбранных координатных проводов, будет действовать суммарная напряженность магнитного поля, достаточная для перемагничивания сердечника. Так, например, при подаче импульсов тока на координатные провода $x_2 y_3$ (рис. 24-88) суммарное магнитное поле действует лишь на сердечник a_{23}. На сердечники же a_{21}, a_{22}, a_{13}, a_{33} будет действовать магнитное поле, недостаточное для перемагничивания этих сердечников. Обычно при записи и считывании используются биполярные импульсы тока. Условимся в дальнейшем, что положительная часть биполярного импульса перемагничивает выбранный сердечник в нулевое состояние, отрицательная часть перемагничивает его в единичное состояние.

Рассмотрим работу одной матрицы. Пусть в сердечнике a_{23} (рис. 24-90) записана единица. Для считывания информации из сердечника a_{23} на координатные провода x_2, y_3 подаются биполярные импульсы тока (рис. 24-91, *а*, *б*). В результате действия положительной части биполярного импульса сердечник a_{23} перемагничивается и на считывающем проводе *1* (рис. 24-90) возникает импульс положительной полярности (рис. 24-91, *в*). Считанный импульс с выхода усилителя считывания поступает на вход схемы $И_1$, на второй вход которой подается импульс разрешения считывания. При совпадении считанного импульса с импульсом разрешения (рис. 24-91, *г*) схема $И_1$ открывается, сигнал поступает на триггер T_1 и через схему разделения *СР* передается на числовую шину (рис. 24-91, *д*).

Триггер T_1 в цепи регенерации служит для восстановления информации, стирающейся при считывании, и управляет работой схемы $И_2$, на второй вход которой подается импульс компенсации (рис. 24-91, *ж*).

При считывании единицы импульс с выхода $И_1$ устанавливает триггер T_1 в состояние (рис. 24-91, *е*), при котором схема $И_2$ закрыта.

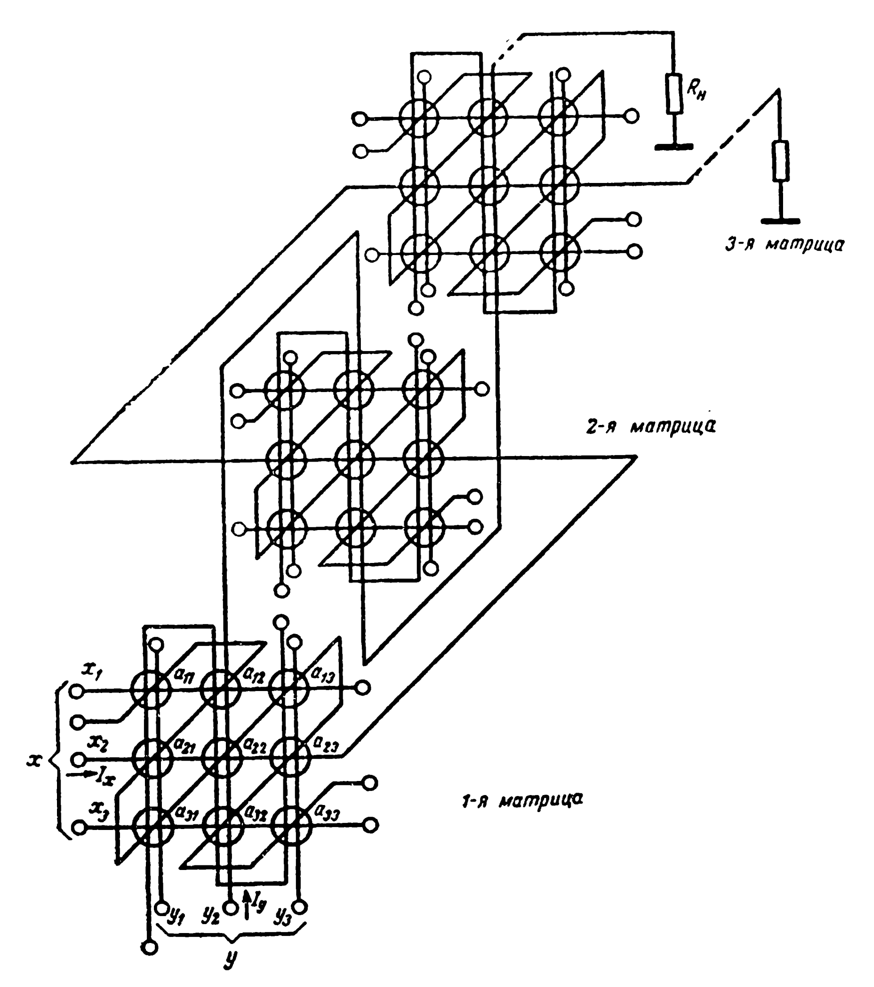


Рис. 24-89. Схема соединения матриц.

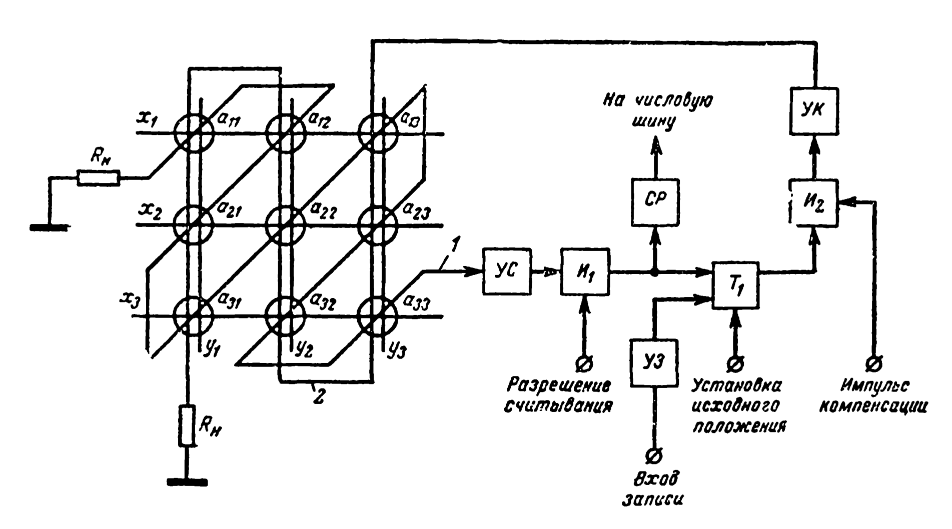


Рис. 24-90. Схема, иллюстрирующая работу матрицы.

Выход схемы $И_2$ через усилитель компенсации *УК* связан с проводом компенсации, пронизывающим все ферриты матрицы.

Таким образом, при считывании единицы триггер T_1 закрывает схему $И_2$ и импульс компенсации на матрицу не поступает (рис. 24-91, *з*). Тогда выбранный сердечник отрицательной частью биполярного

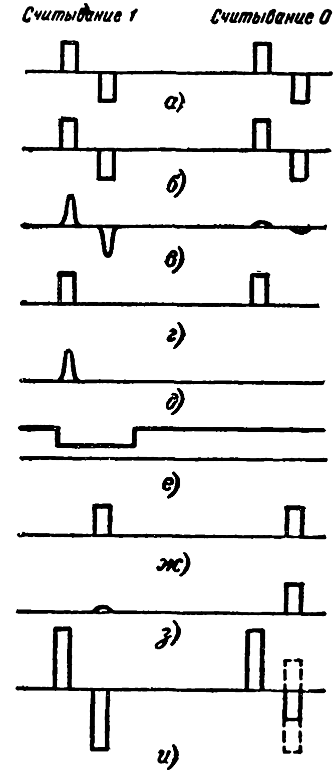


Рис. 24-91. Временные диаграммы к рис. 24-90.

импульса перемагнитится в состояние, соответствующее 1, т. е. сердечник перейдет в первоначальное состояние (рис. 24-91, *и*). Если выбранный сердечник a_{23} находится в состоянии, соответствующем 0, то на выходе усилителя считывания импульс не появляется (рис. 24-91, *в*) и триггер T_1 остается в прежнем состоянии, при котором схема $И_2$ будет открыта высоким потенциалом триггера T_1 (рис. 24-91, *е*). Импульс компенсации при этом через схему $И_2$ (рис. 24-90) и усилитель мощности (*УК*) поступает в провод компенсации (рис. 24-91, *з*).

Импульс компенсации совпадает по времени с отрицательной частью биполярного импульса и создает магнитное поле, которое уменьшает суммарное магнитное поле от отрицательной части биполярного импульса, действующего на координатные провода. При этом выбранный сердечник не перемагничивается суммарным полем, создаваемым отрицательным импульсом биполярного сигнала и импульсом компенсации. Сердечник остается в состоянии, соответствующем 0.

Запись информации производится через цепь регенерации. Записываемая информация подается на вход усилителя записи *УЗ* (рис. 24-90). При записи 1 импульс записи с выхода *УЗ* устанавливает триггер T_1 в состояние, при котором схема $И_2$ закрыта и импульс компенсации через нее не проходит. При этом в выбранный сердечник будет записана 1. В момент записи информации импульс разрешения на считывание из устройства управления на схему $И_1$ не поступает.

При записи 0 с выхода *УЗ* импульс не поступает, триггер T_1 остается в исходном состоянии, при котором схема $И_2$ открыта и импульс компенсации проходит в компенсирующий провод, компенсируя действие отрицательной части биполярного импульса.

В рассмотренном матричном запоминающем устройстве *принцип совпадения токов* используется как при считывании информации, так при записи и регенерации. Это приводит к тому, что при всех режимах работы запоминающего устройства часть сердечников каждой матрицы возбуждается половинным током. Вследствие того, что форма петли гистерезиса у сердечника отличается от идеально прямоугольной, на общем проводе считывания, кроме полезного сигнала, возникают сигналы помех от всех сердечников, находящихся на возбужденных половинными токами проводах.

Суммарная величина помехи зависит от количества сердечников, находящихся на этих проводах, качества сердечников и метода прошивки считывающей обмотки. Для уменьшения сигнала помехи считывающий провод прошивает сердечники так, чтобы он проходил через соседние сердечники встречно. При таком методе прошивки значительно снижается уровень помехи от полувозбужденных сердечников, так как помехи от соседних сердечников поступают на общий провод считывания в противофазе и частично компенсируют друг друга.

Использование принципа совпадения токов в матричных запоминающих устройствах предъявляет дополнительные требования к рабочим токам с точки зрения стабильности амплитуд и длительности импульсов. Кроме того, в матричных запоминающих устройствах надежность различения 1 и 0 определяется отношением минимального сигнала считывания 1 к максимальной помехе, возникающей при считывании 0.

Отсюда следует, что сердечники с малой прямоугольностью петли гистерезиса, а также сердечники, обладающие большим разбросом параметров, для построения матричных запоминающих устройств непригодны. Необходимость тщательного отбора сердечников увеличивает стоимость матричного запоминающего устройства.

Однако с существующими ферритовыми сердечниками, обладающими высокой прямоугольностью петли гистерезиса, удается получить в матричных запоминающих устройствах отношение сигнала считывания 1 к сигналу считывания 0, равное 15 и более.

Достоинством матричных запоминающих устройств на ферритовых сердечниках является их сравнительная простота.

Ферритовое запоминающее устройство типа Z

Запоминающее устройство, в котором основной ток выборки подается на все сердечники только одного выбираемого в данный момент числа, называется *запоминающим устройством типа* Z. В каждом разряде запоминающего устройства типа Z возбуждается при этом только один феррит. Это позволяет производить форсированное перемагничивание сердечников, так как амплитуда тока считывания в этом случае может быть любой величины. Форсированный режим работы позволяет уменьшить время выборки и получить амплитуду выходного сигнала, в 5—10 раз большую, чем в запоминающих устройствах матричного типа. Запись и регенерация в устройстве типа Z обеспечивается подачей тока непосредственно в запоминающие сердечники.

Для выборки числа из заданной ячейки в запоминающем устройстве типа Z необходимо иметь отдельный вентиль на каждую ячейку. В качестве таких вентилей чаще всего применяют трансформаторы на магнитных сердечниках, работающие по принципу совпадения токов. Эти трансформаторы будем называть координатными.

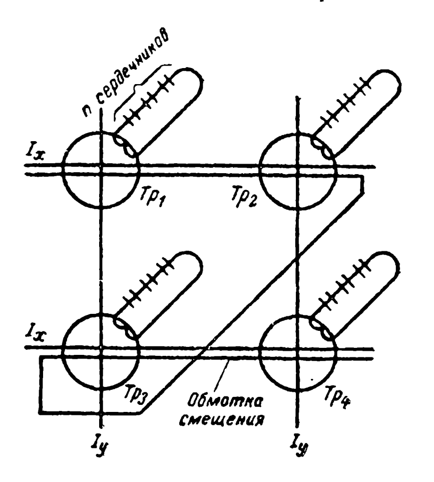


Рис. 24-92. Схема из четырех координатных трансформаторов.

На рис. 24-92 представлена схема из четырех координатных трансформаторов Tp_1, Tp_2, Tp_3, Tp_4, нагруженных запоминающими сердечниками. Координатный трансформатор собран на сердечнике, имеющем прямоугольную петлю гистерезиса, и содержит четыре обмотки (рис. 24-93); w_x и w_y — обмотки возбуждения; $w_в$ — выходная обмотка, нагруженная запоминающими сердечниками; $w_{см}$ — обмотка смещения.

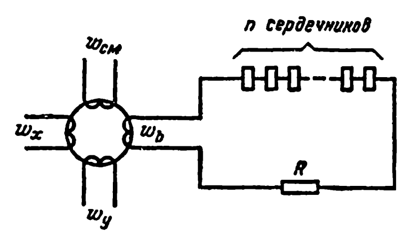


Рис. 24-93. Схема обмоток в координатном трансформаторе.

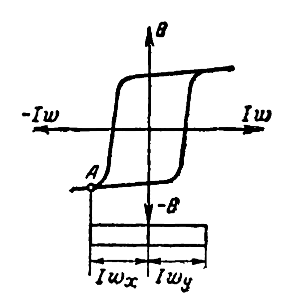


Рис. 24-94. Петля гистерезиса.

В обмотку смещения $w_{см}$ подается постоянный ток смещения, который выбран так, что при возбуждении лишь одной из обмоток w_x и w_y сердечник трансформатора не перемагничивается. При возбуждении одновременно обеих обмоток сердечник (трансформатор) перемагничивается и с обмотки $w_в$ в числовую линейку, состоящую из n сердечников, подается ток выборки.

По окончании действия возбуждающих токов сердечник трансформатора током смещения устанавливается снова в исходное состояние (точка A на рис. 24-94).

Недостаток рассмотренной схемы выборки состоит в том, что нагрузка выходной обмотки координатного трансформатора изменяется в зависимости от кода числа, записанного в данную ячейку. Известно, что сердечник оказывает неодинаковое сопротивление протекающему по его обмотке току в зависимости от того, перемагничивается он при этом или нет. Действующее сопротивление числовой линейки (ячейки) будет максимальным, если в ней записано число, состоящее из одних единиц. В этом случае координатный трансформатор должен перемагнитить все сердечники числовой линейки. Если же записано число, состоящее из одних нулей, то при считывании этого числа координатный трансфор-

матор не будет перемагничивать сердечники и действующее сопротивление числовой линейки при этом будет минимальным. Изменение действующего сопротивления числовой линейки приводит к изменению тока в ней. Чтобы ток в числовой линейке не изменялся, необходимо иметь выходное

Рис. 24-95. Схема ячейки с компенсационными сердечниками.

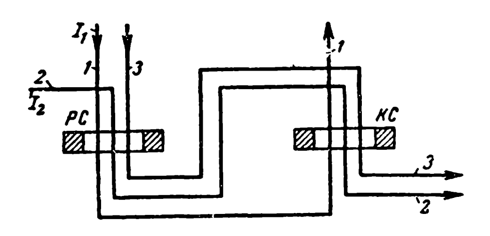


Рис. 24-96. Схема прошивки сердечников.

сопротивление координатного трансформатора во много раз больше, чем максимальное сопротивление числовой линейки. Практически это можно сделать путем последовательного включения с числовой линейкой достаточно большого добавочного сопротивления R (рис. 24-93). Такой способ стабилизации нагрузки приводит к снижению к. п. д. системы и увеличивает расходуемую мощность.

Другой способ стабилизации нагрузки заключается в том, что каждый запоминающий элемент состоит из двух сердечников: рабочего и компенсационного. В этом случае на каждый разряд запоминаемого числа приходится два сердечника.

На рис. 24-95 представлена схема одной ячейки с двумя сердечниками на каждый разряд.

Каждое число в ячейке памяти записано на рабочих (запоминающих) и компенсационных сердечниках.

Выходная обмотка координатного трансформатора пронизывает рабочие и компенсационные сердечники в противофазе.

Из рис. 24-95 видно, что ток в обмотках рабочих и компенсационных I_1 сердечников имеет противоположное направление. Ток создает магнитное поле, перемагничивающее все рабочие сердечники из единичного состояния в нулевое, а все компенсационные сердечники — из нулевого состояния в единичное. Общее число перемагничиваемых сердечников в данном случае не зависит от кода записанного числа и всегда равно n.

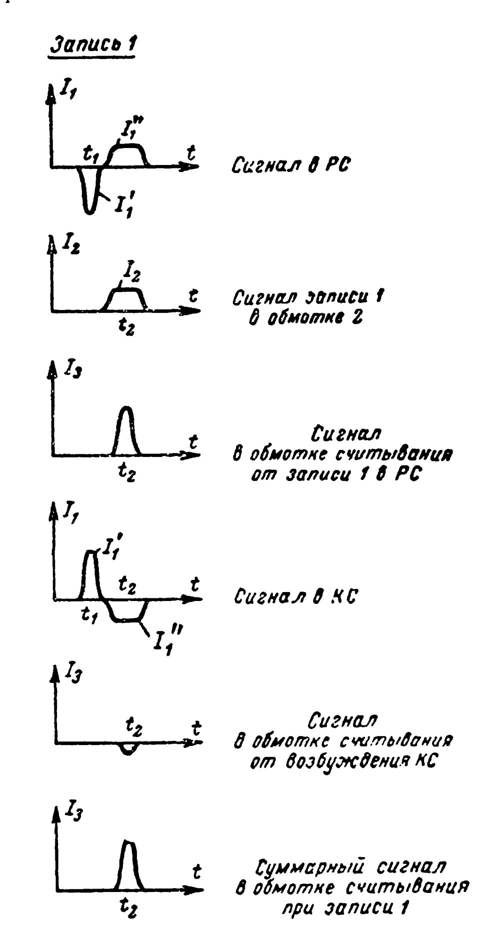


Рис. 24-97. Временные диаграммы изменения токов в обмотках сердечников при записи 1.

Рассмотрим более подробно работу рабочего и компенсационного сердечника в одном разряде числовой ячейки.

Каждый сердечник прошивается тремя обмотками. Схема прошивки сердечников представлена на рис. 24-96.

Обмотка *1* связана с выходной обмоткой $w_в$ координатного трансформатора, и по ней подается ток выборки от трансформатора. Обмотка *2* служит для записи информации в данный разряд ячейки. Эта обмотка имеет одинаковое направление на обоих сердечниках. Обмотка *3* является считывающей и проходит через оба сердечника аналогично обмотке *2*.

Сигнал с выходной обмотки координатного трансформатора поступает в числовую

линейку в биполярной форме. Первая полуволна тока I_1' (рис. 24-97) обеспечивает считывание записанной информации, а вторая полуволна I_1'' совместно с током записи I_2, протекающим по обмотке *2*, обеспечивает запись информации. При совпадении полярности токов I_2 и I_1'' происходит запись 1, при несовпадении токов I_2 и I_1'' происходит запись 0 (рис. 24-98). Рассмотрим это подробнее.

Условимся, что если в сердечнике происходит увеличение потока индукции, то на считывающей обмотке появится импульс положительной полярности, и, наоборот, если в сердечнике происходит уменьшение потока индукции, то на считывающей обмотке появится импульс отрицательной полярности.

Пусть оба сердечника — рабочий (запоминающий) и компенсационный — находятся в состоянии, соответствующем 0.

В момент времени t_1 импульс тока I_1' (первая полуволна тока I_1 рис. 24-97) поступает от координатного трансформатора с выходной обмотки $w_в$. Полярность этой полуволны тока такова, что нулевое состояние рабочего сердечника не изменяется.

Эта же полуволна тока изменит магнитное состояние компенсационного сердечника, после чего в компенсационном сердечнике будет записана 1. По окончании действия первой полуволны тока I_1' состояние сердечников изменится, причем в рабочем сердечнике останется по-прежнему записан 0, в компенсационном сердечнике будет записана 1.

При считывании 0 первой полуволной тока I_1' разность сигналов от перемагничивания компенсационного сердечника и помехи от рабочего сердечника, вызванной непрямоугольностью петли гистерезиса, на считывающей обмотке будет иметь положительную полярность.

Запись 0 и 1 производится подачей в обмотку записи соответствующего разряда импульса той или иной полярности, причем для записи 0 будем подавать отрицательный импульс, а для записи 1 — положительный.

Чтобы записать 1 в данный разряд, необходимо в момент времени t_2, т. е. в момент действия второй полуволны тока I_1'', подать в обмотку записи импульс положительной полярности I_2, как показано на рис. 24-97.

Ток записи I_2 вместе со второй полуволной тока I_1'' запишет в рабочий сердечник 1, а в компенсационном сердечнике токи I_2 и I_1'' будут в противофазе. Разность этих токов не изменит состояния компенсационного сердечника, т. е. в нем останется единица, записанная первой полуволной.

От перехода рабочего сердечника в единичное состояние в обмотке считывания появится импульс положительной полярности большой амплитуды, тогда как от компенсационного сердечника в обмотке считывания появится помеха в виде отрицательного импульса малой амплитуды. Разность сигналов при записи 1 на выходе считывающей обмотки будет иметь положительную полярность.

Если в рабочем и компенсационном сердечниках записана 1, то при считывании первая полуволна тока установит запоминающий сердечник в положение, соответствующее 0, и сохранит единичное состояние компенсационного сердечника.

Для записи 0 необходимо в момент времени t_2, соответствующий времени действия второй полуволны, подать в обмотку записи импульс тока I_2 отрицательной полярности (рис. 24-98). При этом разность токов второй полуволны I_1'' и тока записи I_2 сохранит магнитное состояние запоминающего сердечника, соответствующее 0. Однако в компенсационном сердечнике вторая полуволна тока I'' и ток записи будут направлены в одну сторону. Сумма этих токов вызовет изменение магнитного состояния компенсационного сердечника и запишет в нем 0. Таким образом, после записи нуля оба сердечника будут всегда в одинаковом состоянии.

При считывании 1 и записи 0 на считывающей обмотке появляется сигнал отрицательной полярности.

Как видно из временных диаграмм (рис. 24-97, 24-98), поясняющих процессы записи и считывания, запоминающее устройство типа Z обладает очень важным достоинством, заключающимся в том, что сигналы, соответствующие 1 и 0, отличаются не по количественному признаку, а по качественному, а именно сигналы 1 и 0 отличаются полярностью. Это приводит к некоторому упрощению цепей считывания и увеличению надежности работы всего устройства. В запоминающих устройствах типа Z возможен больший разброс параметров сердечников, чем в матричных запоминающих устройствах, так как запоминающее устройство типа Z принципиально свободно от помех при считывании 0.

В запоминающем устройстве типа Z важную роль играет матрица из координатных трансформаторов, служащая для нахождения ячейки памяти по заданному адресу.

Для надежной работы запоминающего устройства необходимо, чтобы помеха на выходе координатного трансформатора, возникающая при возбуждении его по одной шине, не превосходила некоторого максимального значения, которое определяется магнитными свойствами сердечников числовой линейки.

Для координатных трансформаторов следует использовать магнитные сердечники, обладающие высокой прямоугольностью петли гистерезиса.

Считывание 1

Сигнал в РС

Сигнал в обмотке считывания от изменения магнитного состояния РС

Сигнал в КС

Сигнал в обмотке считывания от возбуждения КС

Суммарный сигнал в обмотке считывания при считывании 1

Запись 0

Сигнал в РС

Сигнал записи 0 в обмотке 2

Сигнал в считывающей обмотке от возбуждения РС

Сигнал в КС

Сигнал в считывающей обмотке от перехода КС в нулевое состояние

Суммарный сигнал в обмотке считывания при записи 0

Рис. 24-98. Временные диаграммы изменения токов в обмотках сердечников при считывании 1 и записи 0.

Для уменьшения сигнала помехи, возникающего вследствие недостаточной прямоугольности петли гистерезиса сердечников координатных трансформаторов, применяют наряду с рабочими трансформаторами компенсационные.

За счет постоянного подмагничивания рабочая точка компенсационного трансформатора смещается в направлении действия токов выборки (точка N на рис. 24-99). У рабочего сердечника она смещается в точку A.

На рис. 24-100 представлена схема соединения обмоток рабочего $РТ$ и компенсационного $КТ$ координатных трансформаторов.

Входные обмотки рабочего и компенсационного трансформаторов включаются последовательно и согласно, а выходные — встречно. При действии на координатный трансформатор токов выборки только в одном направлении (I_x или I_y, рис. 24-100) в числовую линейку поступает помеха, величина которой равна разности э. д. с., возникающей от возбуждения рабочего и компенсационного трансформаторов. Полной компенсации помехи не происходит вследствие того, что форма петли гистерезиса на

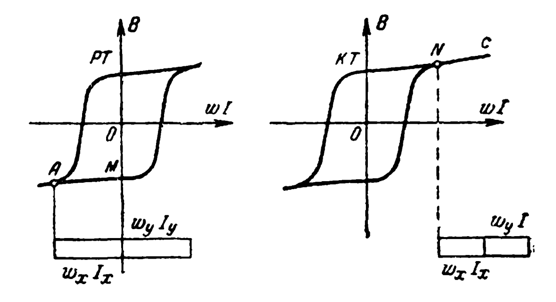


Рис. 24-99. Смещение рабочей точки при постоянном подмагничивании в рабочем и компенсационном сердечниках.

участке AM отличается от формы петли гистерезиса на участке NC (рис. 24-99).

Для полной компенсации помехи, возникающей от полувозбужденного коорди-

натного трансформатора, используются схемы с двумя компенсационными трансформаторами на каждый рабочий трансформатор, как показано на рис. 24-101. На этом рисунке KT_x и KT_y — компенсационные трансформаторы, PT — рабочий трансформатор. Все три трансформатора одинаковы по своим данным.

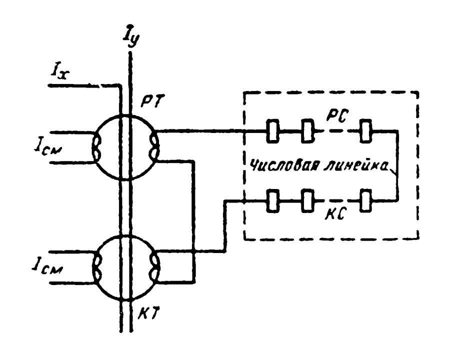


Рис. 24-100. Соединение обмоток рабочего и компенсационного трансформаторов.

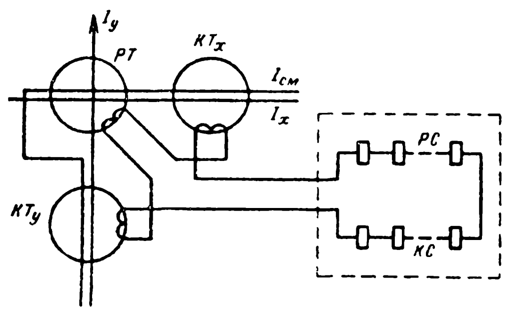


Рис. 24-101. Схема с двумя компенсационными трансформаторами.

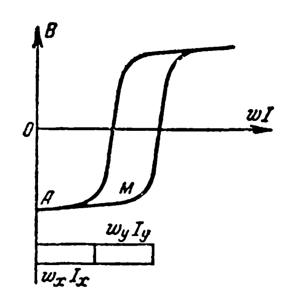


Рис. 24-102. Рабочая петля гистерезиса компенсационного сердечника.

При действии тока выборки по какой-либо из координат помеху компенсирует соответствующий сердечник. Рабочая точка, характеризующая магнитное состояние каждого сердечника, движется всегда только по участку AM петли гистерезиса (рис. 24-102).

При соответствующем подборе рабочего и компенсационных сердечников можно помеху сделать как угодно малой. Положительным качеством системы с двумя компенсационными сердечниками является то, что степень компенсации помехи не зависит от изменения тока смещения в отличие от системы с одним компенсационным сердечником.

Запоминающее устройство на ферритовых платах

Выполнение запоминающих устройств на ферритовых сердечниках представляет известные трудности, связанные с изготовлением самих сердечников, а также с их монтажом в матрице. Изготовление матриц дает большой процент брака и обходится дорого. Ферритовые матрицы, собранные из отдельных сердечников, часто не удовлетворяют требованиям по прочности и вибростойкости.

Указанные недостатки привели к замене матриц, собранных из отдельных сердечников, крупноблочными литыми ферритовыми платами — матрицами с отверстиями вместо сердечников и печатными обмотками на них. Использование отдельных литых плат с малыми отверстиями (~0,5 *мм*) позволяет уменьшить мощность управления в 2—5 раз, снизить стоимость в несколько десятков раз за счет автоматизации производства, увеличить надежность, вибростойкость, уменьшить вес и габариты при значительном увеличении емкости памяти.

На рис. 24-103, *а* дан чертеж ферритовой платы. Поверхность платы, включая стенки отверстий, металлизирована. Металлизация отсутствует на ребрах и на боковых поверхностях *1* и *3*. Металлизация заменяет проводник, пронизывающий последовательно все отверстия платы, и является обмоткой, с помощью которой производится считывание и перезапись (*регенерация*) *информации*.

На рис. 24-103, *б* представлена схема элемента платы. Ток I_1, поданный в обмотку *1*, вызывает перемагничивание ближайшего к отверстию слоя. Ширина этого слоя определяется величиной импульса тока I_1. Внешняя граница области полного перемагничивания, отстоящая на расстоянии r от центра отверстия, будет цилиндрической, а сама область имеет форму тороида. Поведение такого тороида во многом аналогично поведению отдельного сердечника — тороида того же радиуса и изготовленного из того же магнитного материала. Отличие обусловливается влиянием внешней части, которая участвует в частичном обратном перемагничивании.

Прилегающая к отверстию часть феррита способна сохранять свое состояние неограниченное время, вне зависимости от состояния намагниченности внешней по отношению к ней части платы. При построении запоминающих устройств с ферритовыми платами необходимо учитывать то, что

идентичность характеристик отверстий в платах оказывается меньшей, чем у партии сердечников, которые могут быть тщательно отбракованы. Отсюда вытекает целесообразность применения системы типа Z для построения запоминающего устройства на ферроплатах.

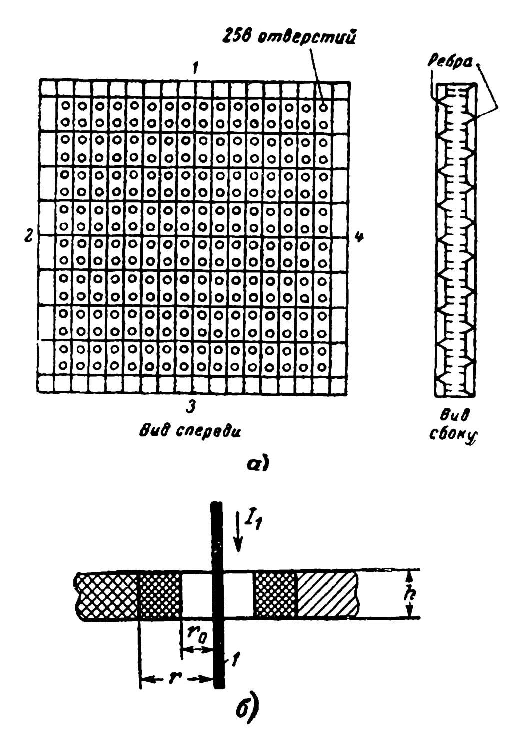


Рис. 24-103. Ферритовая плата.
а — общий вид; *б* — схема элемента платы.

В запоминающем устройстве типа Z, собранном на ферритовых платах, через каждое отверстие проходят только два провода. Один провод, выполненный методом металлизации поверхности платы, последовательно проходит через все отверстия данной платы и служит для считывания и записи информации. Второй провод пронизывает отверстия, расположенные в пакете плат. Число таких проводов равно числу адресов запоминающего устройства. Эти провода называются адресными.

Для увеличения надежности записи и считывания, уменьшения помех, возникающих вследствие непрямоугольности петли гистерезиса ферроматериала, на каждый разряд запоминаемого числа используется два отверстия двух плат. Таким образом, для запоминания n-разрядных чисел требуется $2n$ ферроплат.

Управление записью и считыванием по заданному адресу может осуществляться, например, магнитным переключателем, собранным из таких же плат, что и для запоминания. Количество плат в переключателе равно количеству разрядов запоминаемых чисел, т. е. каждая плата переключателя обслуживает одну пару запоминающих плат. Платы переключателя собираются в пакет, который можно рассматривать как одну плату соответствующей толщины.

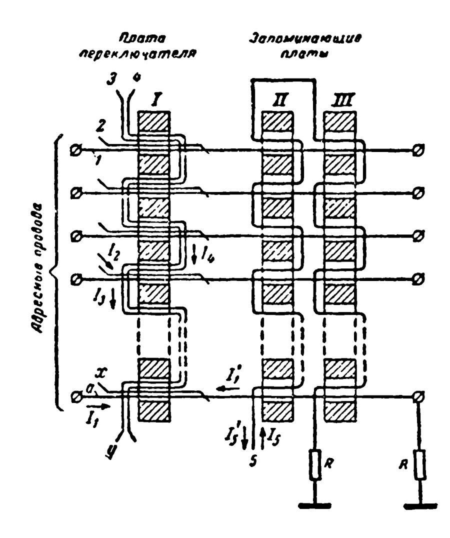


Рис. 24-104. Схема прошивки магнитного переключателя и запоминающих плат.

На рис. 24-104 представлена схема прошивки проводами одной пары запоминающих плат II, III и платы магнитного переключателя I. Прошивка плат производится так, что на одной плате адресный *1* и считывающий (перезаписывающий) *5* провода расположены согласно, а на другой плате эти провода расположены встречно. Каждая ячейка памяти расположена вдоль адресного провода. Пакет плат магнитного переключателя *I* прошивается координатными проводами *2* по рядам x и *3* по столбцам y, а также проводом смещения *4*, который последовательно проходит через все отверстия магнитного переключателя.

Для обращения по заданному адресу в соответствующие координатные провода x и y подаются импульсы тока I_2 и I_3 (рис. 24-104). В отверстиях возбужденного ряда и столбца магнитное поле поданных импульсов тока компенсирует магнитное поле смещения, а в месте пересечения возбужденных проводов результирующее магнитное поле оказывается достаточным для перемагничивания феррита вокруг отверстия магнитного переключателя. При изменении магнитного состояния феррита вокруг отверстия платы магнитного переключателя в адресном проводе *1* наводится э. д. с., под действием которой происходит считывание хранящегося по данному адресу числа. После считывания числа информация пропадает. При записи чисел на соответствующие координатные провода по-

даются импульсы тока I_2, I_3, как и при считывании. После снятия импульсов тока I_2, I_3 с координатных проводов магнитный материал вокруг отверстий, расположенных на пересечении этих проводов, под действием тока смещения I_4 возвращается в исходное состояние. При этом в адресном проводе возникает импульс тока I_1', полярность которого противоположна считывающему импульсу тока I_1. В момент действия импульса тока I_1' на считывающий провод 5 подается импульс записи I_5 или I_5', полярность которого определяется записываемой цифрой. Пусть выбранным координатным проводом будет провод *a* на рис. 24-104. Условимся, что для записи единицы подается импульс, создающий ток I_5, для записи нуля — импульс, создающий ток I_5'. Тогда в отверстии платы *III* будут складываться магнитные поля, создаваемые токами I_5 и I_1'. Суммарного магнитного поля достаточно для перемагничивания феррита вокруг отверстия платы *III*, тогда как магнитные поля, создаваемые токами I_5 и I_1' в отверстии платы *II*, вычитаются и суммарное магнитное поле недостаточно для перемагничивания материала вокруг данного отверстия. После записи единицы вокруг выбранного отверстия платы *III* магнитный материал изменит магнитное состояние, а вокруг отверстия платы *II* магнитное состояние не изменится. Для записи нуля в провод 5 подается импульс тока I_5', полярность которого противоположна полярности импульса I_5. При этом изменение магнитного состояния материала происходит вокруг отверстия платы *II*. В этом случае при считывании информации единицы и нули будут отличаться полярностью сигнала, что увеличивает надежность работы устройства.

Для восстановления считанной информации служит цепь регенерации, которая управляется считанными сигналами и сигналами записи.

Основными достоинствами запоминающего устройства на ферритовых платах являются:

высокая технологичность, позволяющая автоматизировать процесс производства;

сравнительно низкая стоимость;

малые габариты и вес при большой емкости запоминающего устройства;

возможность получения сравнительно малого времени обращения (до 3 *мксек*).

24-9. АРИФМЕТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Арифметическое устройство (АУ) цифровой машины служит для выполнения арифметических и логических операций и является одной из наиболее важных частей цифровой машины. От выбора схема АУ, его элементов, а также выполняемых операций зависят основные параметры машины: быстродействие, надежность, вес, габариты и т. д.

Все арифметические операции (сложение, вычитание, умножение, деление) могут быть сведены к операциям сдвига, арифметического сложения и преобразования кодов. В соответствии с этим основными частями АУ являются сумматор, выполняющий сложение двух чисел, сдвигатель и преобразователи кодов.

Сумматоры

Сумматор может быть построен из элементарных схем, каждая из которых служит для сложения только трех цифр: две из них являются цифрами одноименных раз-

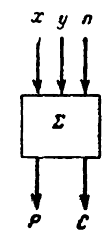


Рис. 24-105. Функциональная схема полного одноразрядного сумматора.

рядов слагаемых, третья — цифрой переноса из соседнего младшего разряда. Такую схему часто называют *полным одноразрядным сумматором* или *сумматором на три входа*. Результат на выходе полного сумматора является двухразрядным числом, состоящим из цифры переноса в старший разряд и цифры, представляющей собой сумму в данном разряде. Три цифры, поступающие на вход сумматора, могут быть сложены за два последовательных такта сложения, если в каждом такте складываются лишь две цифры. Сумматор, предназначенный для сложения лишь двух цифр, часто называют *сумматором на два входа* или *полусумматором*. На выходе полусумматора возникает сумма и перенос для каждой пары входных цифр.

Схематическое изображение полного одноразрядного сумматора дано на рис. 24-105, где *x* — цифра некоторого разряда первого слагаемого; *y* — цифра того же разряда второго слагаемого; *n* — перенос из предыдущего младшего разряда; *p* — перенос в последующий старший разряд; *c* — сумма.

Одноразрядный сумматор комбинационного типа. Одноразрядный сумматор комбинационного типа имеет три входа, на которые одновременно подаются цифры одноименных разрядов двух слагаемых и цифра переноса из младшего разряда. При подаче слагаемых на вход комбинационного сумматора на выходе его сразу после окончания переходных процессов появляются сумма данного разряда и перенос в старший разряд. Сумма и перенос возникают в нем как результат комбинаций входных величин.

Рассмотрим принцип построения одноразрядного сумматора комбинационного типа на три входа. В зависимости от значений цифр слагаемых в данном разряде и наличия или отсутствия единицы переноса из младшего разряда получаются различные значения суммы и переноса в старший разряд.

В табл. 24-8 представлены значения суммы c и переноса p в старший разряд в зависимости от комбинации слагаемых x, y и переноса n из младшего разряда.

Таблица 24-8

n	x	y	c	p
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Составим логические уравнения одноразрядного сумматора.

Уравнения составляются для значений суммы c и переноса p, для чего выписываются все комбинации по строкам, которые дают единицу для суммы и переноса отдельно. Тогда

$$c=\overline{n}\wedge\overline{x}\wedge y\vee\overline{n}\wedge x\wedge\overline{y}\vee n\wedge\overline{x}\wedge\overline{y}\vee \vee n\wedge x\wedge y. \qquad (24\text{-}88)$$

В этом уравнении первый член $\overline{n}\wedge\overline{x}\wedge y$ описывает комбинацию трех слагаемых для второй строки табл. 24-8, второй член $\overline{n}\wedge x\wedge\overline{y}$ — для третьей строки таблицы, третий член $n\wedge\overline{x}\wedge\overline{y}$ — для пятой строки и последний член $n\wedge x\wedge y$ — для восьмой строки таблицы.

Аналогично составляется логическое уравнение для переноса в старший разряд:

$$p=\overline{n}\wedge x\wedge y\vee n\wedge\overline{x}\wedge y\vee n\wedge x\wedge\overline{y}\vee \vee n\wedge x\wedge y. \qquad (24\text{-}89)$$

Следовательно, логические уравнения, описывающие работу полного сумматора, имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} c&=\overline{n}\wedge\overline{x}\wedge y\vee\overline{n}\wedge x\wedge\overline{y}\vee n\wedge\overline{x}\wedge\overline{y}\vee \vee n\wedge x\wedge y;\\ p&=\overline{n}\wedge x\wedge y\vee n\wedge\overline{x}\wedge y\vee n\wedge x\wedge\overline{y}\vee \vee n\wedge x\wedge y.\end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}90)$$

Одноразрядный сумматор, построенный по уравнениям (24-90), должен иметь восемь схем И на три входа и две схемы ИЛИ на четыре входа.

Уравнения (24-90) можно преобразовать к более простой форме. Преобразуем уравнение, описывающее перенос, для чего логически прибавим к правой части уравнения для p (24-90) два члена $n\wedge x\wedge y$. Тогда получим:

$$p=\overline{n}\wedge x\wedge y\vee n\wedge\overline{x}\wedge y\vee n\wedge x\wedge\overline{y}\vee \vee n\wedge x\wedge y\vee n\wedge x\wedge y\vee n\wedge x\wedge y= =x\wedge y\wedge(n\vee\overline{n})\vee n\wedge y\wedge(x\vee\overline{x})\vee \vee n\wedge x\wedge(y\vee\overline{y})=x\wedge y\vee n\wedge y\vee n\wedge x.$$

Уравнения, описывающие работу комбинационного одноразрядного сумматора, примут вид:

$$\left.\begin{aligned} c&=\overline{n}\wedge\overline{x}\wedge y\vee\overline{n}\wedge x\wedge\overline{y}\vee n\wedge\overline{x}\wedge \wedge\overline{y}\vee n\wedge x\wedge y;\\ p&=x\wedge y\vee n\wedge y\vee n\wedge x.\end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}91)$$

Подстановкой легко убедиться, что уравнения (24-91) удовлстворяют требованиям сложения трех цифр.

На рис. 24-106 приведена схема одноразрядного сумматора, построенная на логических элементах по уравнениям (24-91). На выходе схемы возникают сумма и перенос для любой из восьми возможных комбинаций входных величин, указанных в табл. 24-8.

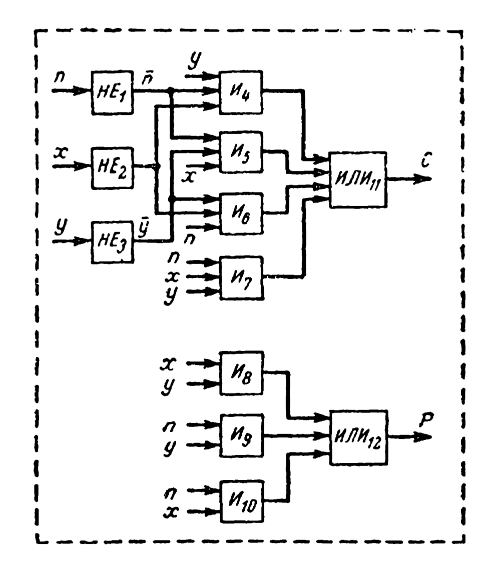


Рис. 24-106. Схема одноразрядного сумматора, построенная по уравнению (24-91).

Например, если все три входных сигнала n, x, y соответствуют единицам (восьмая строчка табл. 24-8), то на выходе схем $И_4$—$И_6$ сигналы будут отсутствовать, а на выходах схем $И_7$—$И_{10}$ появятся сигналы, соответствующие единицам. При этом на выходах схем $ИЛИ_{11}$, $ИЛИ_{12}$ также появятся

сигналы, соответствующие единицам. В этом случае на выходе схемы одноразрядного сумматора будет иметь место сигнал суммы $c=1$ и сигнал переноса $p=1$.

Уравнение для суммы можно значительно упростить, если сумму c выразить с помощью инверсии p, для чего выберем из табл. 24-8 сочетания, при которых $p=0$, тогда

$$\bar{p}=\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}\vee\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge y\vee\bar{n}\wedge x\wedge\bar{y}\vee$$
$$\vee n\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}. \qquad (24\text{-}92)$$

Умножив логически обе части уравнения (24-92) на $(x\vee y\vee n)$, получим:

$$\bar{p}\wedge(x\vee y\vee n)=$$
$$=(\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}\vee\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge y\vee\bar{n}\wedge x\wedge\bar{y}\vee n\wedge\bar{x}\wedge\bar{y})\wedge$$
$$\wedge(x\vee y\vee n)=\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge x\wedge\bar{y}\vee\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge x\wedge y\vee$$
$$\vee\bar{n}\wedge x\wedge x\wedge\bar{y}\vee n\wedge\bar{x}\wedge x\wedge\bar{y}\vee\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}\wedge y\vee$$
$$\vee\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge y\wedge y\vee\bar{n}\wedge x\wedge\bar{y}\wedge y\vee n\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}\wedge$$
$$\wedge y\vee\bar{n}\wedge n\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}\vee\bar{n}\wedge n\wedge\bar{x}\wedge y\vee\bar{n}\wedge$$
$$\wedge n\wedge x\wedge\bar{y}\vee n\wedge n\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}.$$

Учитывая, что $x\wedge\bar{x}=y\wedge\bar{y}=n\wedge\bar{n}=0$ и $x\wedge x=x$, $y\wedge y=y$, $n\wedge n=n$, будем иметь:

$$\bar{p}\wedge(x\vee y\vee n)=\bar{n}\wedge x\wedge\bar{y}\vee\bar{n}\wedge\bar{x}\wedge y\vee n\wedge\bar{x}\wedge\bar{y}.$$

Полученное выражение можно подставить в правую часть уравнения суммы (24-91), тогда

$$\left.\begin{aligned}c&=\bar{p}\wedge(x\vee y\vee n)\vee n\wedge x\wedge y;\\ p&=x\wedge y\vee n\wedge y\vee n\wedge x.\end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}93)$$

На рис. 24-107 представлена схема сумматора, построенная по уравнениям (24-93).

Возможны и другие варианты логических схем сумматоров. Выбор варианта схемы сумматора зависит от того, какие логические элементы используются при его построении. Входные сигналы при работе с комбинационным сумматором могут быть либо импульсного, либо потенциального типа. Тип сигнала зависит от выбранных логических элементов.

Одноразрядный сумматор накапливающего типа. Одноразрядный сумматор накапливающего типа представляет собой счетчик по модулю r, где r — основание системы счисления, в которой представляются числа в машине. Накапливающий сумматор может иметь или два входа для каждого слагаемого отдельно, или один вход. Как в том, так и в другом случае слагаемые подаются на вход сумматора последовательно во времени и значение суммы будет определяться как результат сложения всех слагаемых, введенных в разное время.

В качестве сумматора, предназначенного для сложения одноразрядных двоичных чисел, может служить триггер со счетным входом.

На рис. 24-108, *а* представлена одна из возможных схем одноразрядного сумматора накапливающего типа и показаны временные диаграммы работы его (рис. 24-108, *б*) без учета переноса из младшего разряда. Сумматор состоит из триггера T_1 со счетным входом, дифференцирующей цепочки *ДЦ* и ограничителя *Огр*.

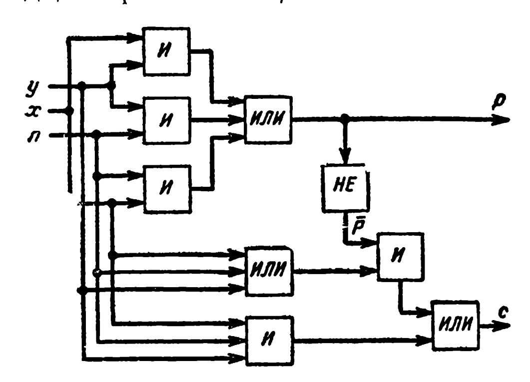


Рис. 24-107. Схема одноразрядного сумматора, построенного по уравнению (24-93).

Триггер T_0 относится к одноименному разряду регистра. Связь между триггером сумматора T_1 и триггером регистра T_0 осуществляется через логические элементы $И_1$, $И_0$, ИЛИ. Дифференцирующая цепочка *ДЦ* и ограничитель *Огр* служат для формирования импульса переноса в следующий разряд.

Перед занесением первого слагаемого триггер T_1 импульсом, подаваемым на $Вх_1$ устанавливается в нулевое положение, после чего подачей импульса на $Вх_2$ производится перепись содержимого триггера T_0 в триггер сумматора T_1.

Если в триггере T_0 была установлена единица, то схема $И_1$ будет открыта и импульс, поданный на $Вх_2$, через схемы $И_1$ и ИЛИ поступит на счетный вход триггера T_1. Триггер T_1 установится в состояние, соответствующее единице.

При переходе триггера T_1 из состояния 0 в состояние 1 на выходе T триггера T_1 появляется положительный перепад напряжения. После его дифференцирования возникает положительный импульс, который через ограничитель не проходит, вследствие чего переноса в старший разряд в этом случае не будет.

Если в триггере T_0 был записан 0, то подача сигнала на $Вх_2$ не изменит состояния триггера T_1.

Рассмотрим работу сумматора, когда триггеры T_0 и T_1 установлены в состояние, соответствующее единице. Импульс, поданный на $Вх_2$, проходит через схемы $И_1$, ИЛИ на счетный вход триггера T_1 и изменяет его состояние на обратное. Триггер T_1 при этом переходит из состояния 1 в состояние 0. На выходе T триггера T_1 возникает отрицательный перепад напряжения, после диффերен-

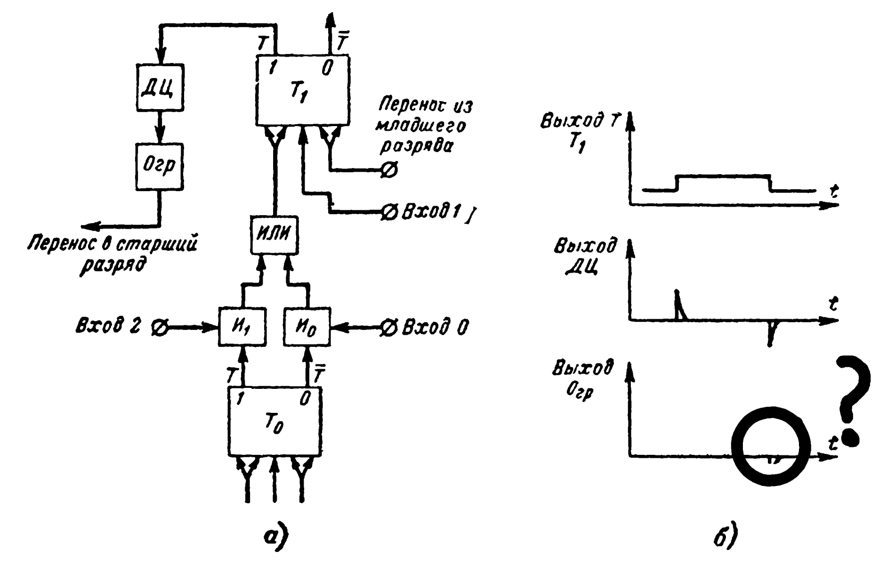


Рис. 24-108. Одноразрядный сумматор накапливающего типа и временные диаграммы его работы.

цирования которого отрицательный импульс проходит через ограничитель в старший разряд.

Информация с выхода $\bar{T}$ триггера T_0 снимается в обратном коде через схему $И_0$ при подаче импульса на $Вх_0$. Работа остальных элементов схемы аналогична рассмотренному.

В одноразрядном сумматоре, представленном на рис. 24-108, импульс переноса формируется путем дифференцирования перепада напряжения на единичном выходе триггера сумматора. При построении суммирующих схем на статических триггерах возможно формирование импульса переноса другим способом, основанным на использовании логических элементов.

На рис. 24-109 представлена одна из схем одноразрядного сумматора, в которой сигнал переноса формируется при анализе состояний триггеров T_1 и T_0. Рассмотрим работу схемы.

Пусть в триггерах T_1, T_0 записаны единицы, а из младшего разряда на $Вх_4$ поступает сигнал переноса, соответствующий единице. Для выполнения сложения на $Вх_2$ подается импульс, который переносит содержимое T_0 в триггер T_1 в прямом коде. Для переписи содержимого регистра на сумматор в обратном коде служит цепь, проходящая через $И_0$. Импульс сложения в этом случае должен быть подан на $Вх_0$.

В результате действия импульса, поданного на $Вх_2$, триггер T_1 изменяет свое состояние с единицы на нуль. По окончании переходных процессов на выходе T триггера T_1 установится низкий потенциал, а на выходе $\bar{T}$ — высокий. При этом схема $И_2$ открыта высокими потенциалами с выходов $\bar{T}$ триггера T_1 и T триггера T_0.

Для передачи переноса в следующий разряд подается сигнал на $Вх_3$, который проходит в цепь переноса через открытую схему $И_2$ и схему $ИЛИ_2$.

Сигнал переноса из младшего разряда поступает на вход схемы $И_3$. Так как схема

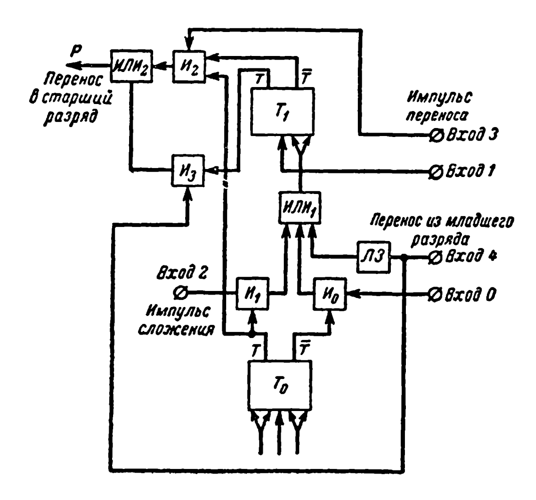


Рис. 24-109. Одноразрядный сумматор накапливающего типа, в котором импульс переноса формируется при анализе состояний триггеров сумматора и регистра.

$И_3$ закрыта низким потенциалом с выхода T триггера T_1, то сигнал переноса через $И_3$ на вход схемы $ИЛИ_2$ не проходит. Однако через линию задержки *ЛЗ* и схему $ИЛИ_1$ этот же сигнал поступает на вход триггера T_1 и изменяет его состояние на единичное. Та-

ким образом, в результате сложения трех единиц в триггере сумматора будет записана единица и сформирован импульс переноса в старший разряд.

Рассмотрим работу сумматора, когда в триггере T_0 установлена единица, в триггере T_1 — нуль, а из младшего разряда поступает сигнал переноса.

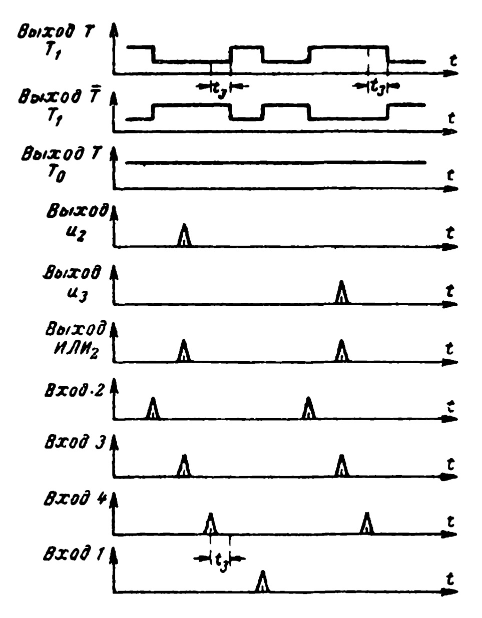


Рис. 24-110. Временные диаграммы работы сумматора, изображенного на рис. 24-109.

Для выполнения сложения на Bx_2 подается импульс, после действия которого триггер T_1 будет установлен в единичное состояние. По окончании переходных процессов на Bx_3 подается импульс переноса. Этот импульс не проходит в цепь переноса через схему $И_2$, закрытую низким потенциалом с выхода $\bar{T}$ триггера T_1. Импульс переноса из младшего разряда проходит на выход схемы $ИЛИ_2$ через схему $И_3$, открытую высоким потенциалом с выхода T триггера T_1.

Этот же импульс, задержанный линией задержки *ЛЗ*, изменяет состояние триггера T_1. Триггер T_1 устанавливается в положение, соответствующее нулю. Таким образом, при сложении двух единиц в сумматоре будет записан нуль и сформирован сигнал переноса в старший разряд.

На рис. 24-110 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие работу сумматора.

Оба рассмотренных одноразрядных сумматора накапливающего типа находят применение на практике. Первый сумматор имеет простую схему формирования переноса, второй — требует большего количества оборудования, но сложение в этом случае четко разделено на два такта. В первом такте выполняется сложение по модулю два, во втором — формирование переноса. Такое временное разделение создает некоторые удобства при согласовании работы арифметического устройства с устройством управления.

Арифметические устройства последовательного действия

Последовательное суммирующее устройство. До сих пор рассматривались одноразрядные сумматоры с тремя входами, позволяющие выполнять сложение трех одноразрядных чисел.

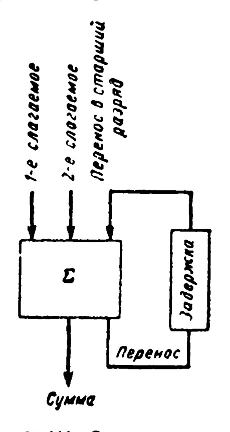


Рис. 24-111. Сумматор последовательного действия.

На основе одноразрядных сумматоров создаются сумматоры для сложения n-разрядных чисел. В сумматорах последовательного действия операция суммирования n-разрядных чисел выполняется поочередно разряд за разрядом, начиная с младшего.

Последовательный сумматор может состоять из одной одноразрядной суммирующей схемы на три входа и устройства задержки единицы переноса.

На рис. 24-111 представлена блок-схема сумматора последовательного действия.

На вход сумматора подаются одноименные разряды слагаемых и разряд переноса.

Сигнал переноса подается на вход сумматора через линию задержки одновременно с цифрами следующего старшего разряда. Таким образом, последовательная работа выполняется с цифрами, поступающими в порядке возрастания номеров разрядов.

В качестве элемента задержки для единиц переноса применяются линии задержки различного конструктивного выполнения. Могут использоваться также различные запоминающие элементы.

На рис. 24-112 приведена схема последовательного суммирующего устройства с использованием двух статических сдвигающих регистров для хранения слагаемых. Опишем кратко работу схемы.

Перед сложением в регистре x находится первое слагаемое $x=x_1\ x_2 \dots x_n$, в регистре y находится второе слагаемое $y=y_1,\ y_2 \dots y_n$. Триггер T_1 установлен в состояние, соответствующее нулю. При этом схемы $И_1$ и $И_2$ закрыты. Подачей сигнала

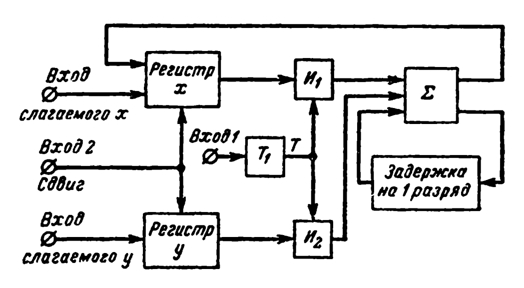


Рис. 24-112. Суммирующее устройство последовательного действия со статическими регистрами.

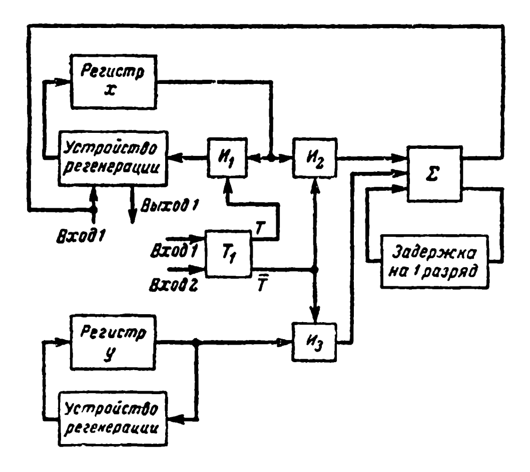


Рис. 24-113. Суммирующее устройство последовательного действия с динамическими регистрами.

на $Вх_1$ триггер T_1 устанавливается в состояние, соответствующее 1; схемы $И_1$ и $И_2$ высоким потенциалом с выхода T открываются для передачи слагаемых на вход сумматора Σ. После окончания переходного процесса в триггере T_1 на $Вх_2$ поступают импульсы сдвига, каждый из которых сдвигает слагаемые вправо на один разряд. Импульсы сдвига продвигают на сумматор слагаемые разряд за разрядом, начиная с младших. Результат суммирования младших разрядов с выхода сумматора поступает на вход регистра x и занимает освободившийся разряд.

Возникшая единица переноса при сложении разрядов слагаемых поступает через элемент задержки на вход сумматора одновременно с очередными разрядами слагаемых. Описанный процесс повторяется столько раз, сколько разрядов содержат слагаемые. По окончании операции сложения в регистре x находится сумма, а регистр y установлен в нулевое положение. Сумма из регистра x может быть использована для дальнейших вычислений или записана в запоминающее устройство.

На рис. 24-113 представлена функциональная схема последовательного суммирующего устройства, в регистрах которого слагаемые хранятся в динамическом режиме. Устройство регенерации служит для восстановления и формирования цифр слагаемых после прохождения через регистр. В качестве регистров в данной схеме могут служить различные элементы задержки.

В регистры x и y через устройства регенерации вводятся слагаемые. Перед вводом слагаемых триггер T_1 устанавливается в единичное состояние, при котором схема $И_1$ открыта, а схемы $И_2$, $И_3$ закрыты. Слагаемые x и y непрерывно циркулируют в своих регистрах. При подаче на $Вх_2$ импульса, разрешающего сложение, триггер T_1 устанавливается в нулевое положение, при котором высоким потенциалом с выхода $\bar{T}$ схемы $И_2$, $И_3$ открываются. Вместе с этим низким потенциалом с выхода T схема $И_1$ закрывается. Слагаемые через открытые схемы $И_2$, $И_3$, начиная с младших разрядов, поступают в сумматор.

Полученная сумма поразрядно поступает в регистр x через устройство регенерации. В момент прихода старшего разряда суммы подается импульс на $Вх_1$, устанавливающий триггер T_1 в единичное состояние, при котором закрываются схемы $И_2$, $И_3$ и открывается схема $И_1$. На этом заканчивается выполнение операции сложения двух чисел. По окончании выполнения операции сложения в регистре x циркулирует сумма, а в регистре y — по-прежнему второе слагаемое.

Динамические регистры для надежной работы на больших частотах ($\geqslant 1$ *Мгц*) требуют применения специальных мер по стабилизации величины задержки.

Скорость подачи цифр слагаемых из статических сдвигающих регистров определяется частотой подачи сдвигающих импульсов, а скорость подачи цифр слагаемых из динамических регистров определяется временным интервалом между импульсами, представляющими цифры слагаемых.

Время сложения двух n-разрядных чисел в суммирующих устройствах последовательного действия можно определить приближенно по формуле

$$T_{сл} \cong n\tau_c, \qquad (24\text{-}94)$$

где τ_c — временной интервал между разрядами (временной интервал между сдвигами).

Сложение отрицательных чисел в суммирующих устройствах последовательного действия наиболее целесообразно производить в дополнительном коде. Это вызвано тем, что при выполнении операции сложения в дополнительном коде отсутствует циклический перенос, осуществление которого в суммирующих устройствах последовательного действия требует дополнительного

оборудования и увеличивает время выполнения операции сложения. При дальнейшем рассмотрении арифметических устройств последовательного действия будем также предполагать наличие на входе и выходе сумматора преобразователей кода, позволяющих преобразовывать отрицательные числа в дополнительный код, а дополнительный код — в прямой.

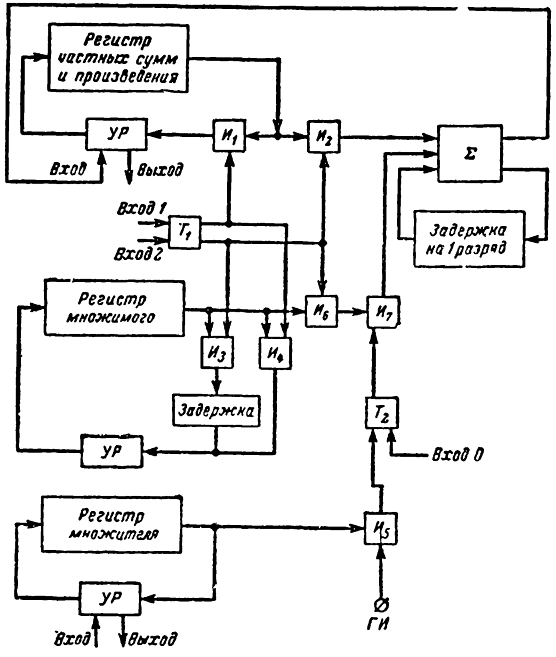


Рис. 24-114. Множительное устройство последовательного действия.

Последовательное множительное устройство. Как известно, выполнение операции умножения двоичных чисел распадается на операции суммирования и сдвига. Знак произведения формируется путем сложения по модулю два знаковых разрядов сомножителей.

При последовательной работе сдвиг числа в сторону старших разрядов производится задержкой его в регистре на количество временных интервалов, соответствующее числу разрядов, на которое желательно осуществить сдвиг.

Последовательное устройство для умножения чисел в двоичной системе счисления может быть построено на основе описанного выше последовательного суммирующего устройства (рис. 24-113). На рис. 24-114 представлен один из вариантов последовательного устройства для умножения. Устройство содержит три регистра: для множимого, множителя и регистра частных сумм, где по окончании умножения хранится произведение.

Устройство выполняет ряд сложений сдвинутого множимого с содержимым регистра частных сумм. Сложение управляется цифрами множителя, начиная с младшего разряда.

Перед началом умножения множимое и множитель в прямом коде циркулируют «в фазе», т. е. цифры одноименных разрядов появляются на выходе регистров одновременно, регистр частных сумм и произведения находится в нулевом состоянии, триггеры T_1 и T_2 установлены в такое положение, при котором схемы $И_2$, $И_6$, $И_7$ закрыты, схемы $И_1$, $И_4$ открыты. В момент, когда цифры младших разрядов множимого и множителя выходят из регистров, на $Вх_2$ подается сигнал, устанавливающий триггер T_1 в состояние, при котором схемы $И_2$, $И_3$, $И_6$ открыты, схемы $И_1$, $И_4$ закрыты. На вход схемы $И_5$ от генератора импульсов *ГИ* подается сигнал.

Если цифра множителя — единица, то сигнал *ГИ* через открытую схему $И_5$ устанавливает триггер T_2 в состояние, при котором схема $И_7$ открывается. Множимое через открытые схемы $И_6$, $И_7$ и сумматор поступает в регистр частных сумм и произведения, после чего подается сигнал на $Вх_1$ триггера T_1, устанавливающий его в исходное состояние, при котором закрываются схемы $И_2$, $И_3$, $И_6$ и открываются схемы $И_1$, $И_4$. Триггер T_2 подачей сигнала на $Вх_0$ устанавливается снова в исходное состояние, при котором схема $И_7$ закрывается. Если цифра множителя — нуль, то триггер T_2 остается в исходном состоянии и схема $И_7$ закрыта.

Обозначим период повторения импульсов (временной интервал между разрядами) через τ_c и предположим, что умножение n-разрядных чисел происходит без округления, тогда второй разряд множителя должен появиться на выходе своего регистра через время t, равное

$$t = (2n + 1)\tau_c. \qquad (24\text{-}95)$$

Время t определяет период повторения импульсов *ГИ*. При выборе периода повторения импульсов *ГИ* по формуле (24-95) цифры множителя будут появляться на входе схемы $И_5$ одновременно с импульсами *ГИ*.

Если вторая цифра множителя равна единице, то импульс от *ГИ* пройдет через открытую схему $И_5$ и изменит состояние триггера T_2, который откроет схему $И_7$. При этом множимое поступит на сумматор и сложится с содержимым, находящимся в регистре частных сумм и произведения. Однако на этот раз множимое будет задержано на один разряд (на время τ_c), что соответствует сдвигу влево на один разряд множимого перед сложением с предшествующим частным произведением. Задержка множимого осуществляется элементом задержки на один разряд, включенным в цепь

регенерации множимого. Описанный процесс повторяется n раз.

Множимое сдвигается (задерживается) на один разряд в каждом такте. Сдвинутое множимое прибавляется к содержимому регистра частных сумм и произведения, если цифра множителя — единица, и не прибавляется, но сдвигается, если цифра множителя — нуль. Если регистры обладают емкостью 2 n разрядов каждый, то время, потребное на умножение двух n-разрядных чисел, можно приближенно определить по формуле

$$T_{\text{умн}} = 2n^2\tau_c.$$

Время умножения является произведением периода циркуляции $2n\tau_c$ на число разрядов множителя n.

Основным достоинством устройств последовательного действия является сравнительная простота и небольшое количество оборудования.

Существенный выигрыш в оборудовании можно получить, если вместо триггерных регистров использовать линии задержки различной конструкции, регистры на магнитных сердечниках или иметь запоминающее устройство с последовательной выборкой чисел.

Время выполнения операции умножения может быть существенно уменьшено, если одновременно суммировать пары частных произведений в отдельных одноразрядных сумматорах.

На рис. 24-115 представлена одна из возможных схем устройства для умножения четырехразрядных двоичных чисел.

Перед умножением множимое и множитель вводятся в свои регистры. Каждая из линий задержек $ЛЗ_1$, $ЛЗ_2$, $ЛЗ_3$ задерживает множимое на один разряд. В результате этого на схемы $И_1$, $И_2$, $И_3$, $И_4$ поступает множимое, сдвинутое в сторону старших разрядов на 0, 1, 2, 3 разряда соответственно. Схемы $И_1$, $И_2$, $И_3$, $И_4$ управляются триггерами регистра множителя. На выходе схем $И_1$, $И_2$, $И_3$, $И_4$ появляются частные произведения, которые суммируются попарно на соответствующих одноразрядных сумматорах. С выходов сумматоров Σ_1 и Σ_2 парные произведения поступают на последний одноразрядный сумматор Σ_3, на выходе которого возникает произведение двух чисел.

Рассмотренное множительное устройство образовано двумя группами одноразрядных сумматоров. Количество групп (ступеней) одноразрядных сумматоров зависит от количества разрядов множителя и может быть определено из неравенства

$$2^s \geqslant n > 2^{s-1},$$

где n — количество разрядов множителя;
s — число групп (ступеней) одноразрядных сумматоров.

Количество одноразрядных сумматоров должно быть на единицу меньше числа двоичных разрядов множителя. Если принять задержку каждого сумматора на время, равное интервалу между разрядами τ_c, а временных интервалов при умножении двух n-разрядных чисел $2n—1$, то время умножения без округления может быть выражено формулой

$$T_{\text{умн}} = (2n - 1)\tau_c + s\tau_s$$

или при $\tau_s = \tau_c$

$$T_{\text{умн}} = (2n - 1 + s)\tau_c.$$

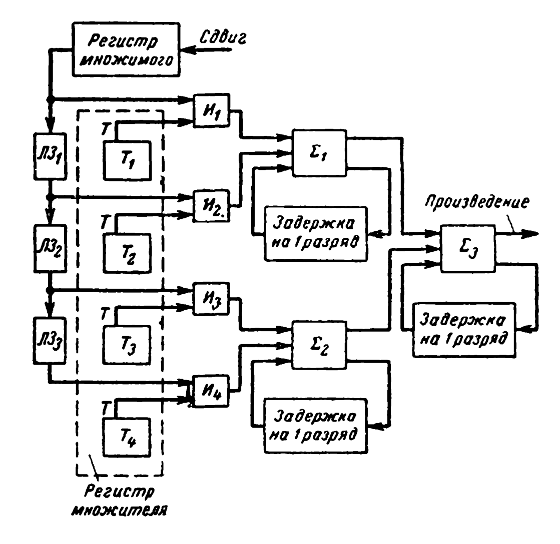


Рис. 24-115. Устройство для умножения четырехразрядных двоичных чисел.

Рассмотренное устройство позволяет значительно уменьшить время умножения, но требует для своей реализации большого количества оборудования. Построение множительного устройства по приведенной структуре может быть целесообразным при наличии простых одноразрядных сумматоров.

Существенным недостатком арифметических устройств последовательного действия следует считать их малое быстродействие. Для увеличения быстродействия целесообразно применять в последовательных арифметических устройствах динамические элементы, устойчиво работающие на больших частотах.

Арифметическое устройство параллельного действия

Параллельное суммирующее устройство. В отличие от сумматора последовательного действия, в котором цифры слагаемых вводятся последовательно, начиная с младших разрядов, а процесс сложения развертывается во времени, в параллельном сумматоре сложение во всех разрядах чисел производится одновременно. Сумматор параллельного действия состоит из одноразрядных суммирующих схем, количество которых соответствует

числу разрядов слагаемых. Параллельные сумматоры могут быть как комбинационными, так и накапливающими.

На рис. 24-116 представлена функциональная схема параллельного сумматора комбинационного типа.

На схеме обозначено:

x_i, y_i — входы для цифр первого и второго слагаемых;

p_i — переносы из младших разрядов в старшие;

Σ_i — одноразрядные сумматоры на три входа каждый.

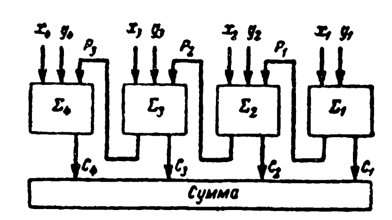


Рис. 24-116. Функциональная схема параллельного сумматора комбинационного типа.

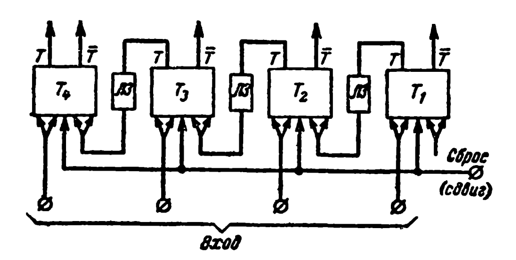


Рис. 24-117. Схема параллельного сумматора накапливающего типа.

На входы каждого одноразрядного сумматора одновременно подаются цифры x_i и y_i соответствующих разрядов слагаемых и цифра переноса из младшего разряда. Сумма на выходе возникает сразу по окончании переходных процессов.

Единицы переноса, возникающие в младших разрядах, передаются в старшие. В предельном случае единица переноса может пройти от младшего разряда к самому старшему.

В приведенной схеме время, необходимое для выполнения операции сложения, складывается из времени переходного процесса в одноразрядном сумматоре.

Наиболее распространенными являются сумматоры параллельного действия накапливающего типа. В этих сумматорах в качестве основного элемента используется одноразрядный сумматор на триггере. В сумматоре накапливающего типа подача слагаемых разделена во времени.

На рис. 24-117 дана схема параллельного сумматора накапливающего типа. В этом устройстве в качестве одноразрядного сумматора применена триггерная схема, рассмотренная ранее. В общем случае сумматор состоит из n триггерных ячеек T_1, T_2, ..., T_n (в нашем случае из четырех), цепей установки сумматора в нулевое положение и сдвига, цепей ввода слагаемых и передачи единицы переноса из младших разрядов в старшие.

В цепях переносов включены линии задержки с временем, несколько большим, чем время переходного процесса в триггере при изменении его состояния.

Рассмотрим основные режимы работы сумматора.

а) *Суммирование двух двоичных чисел.* Перед занесением первого слагаемого все триггеры устанавливаются в нулевое положение импульсом, подаваемым на шину

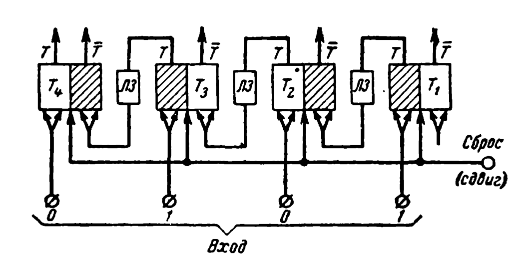


Рис. 24-118. К рис. 24-117.

Сброс. На вход сумматора подается первое слагаемое. При занесении единицы в какой-либо разряд соответствующий триггер изменяет свое состояние на обратное. При занесении нуля состояние триггера не изменяется.

Пусть в сумматоре установлено первое слагаемое, равное $x=0101$.

На рис. 24-118 показан сумматор, в котором записано число $x=0101$. Штриховкой обозначены закрытые половины триггеров, на выходах которых имеется высокий потенциал.

Подадим на вход сумматора второе слагаемое $y=0110$. При подаче второго слагаемого состояние триггеров T_1, T_4 не меняется. Подача импульса, соответствующего единице, на вход триггера T_2 изменяет его состояние на обратное. Триггер T_2 переходит из нулевого состояния в единичное, что вызывает положительный перепад напряжения на выходе T этого триггера, который через задержку поступит на счетный вход триггера T_3. Импульс, поданный на вход триггера T_3, устанавливает его в нулевое состояние, благодаря чему на выходе триггера T_3 возникает отрицательный перепад напряжения, который через задержку поступит на счетный вход триггера T_4.

Благодаря наличию в цепях связи линий задержек *ЛЗ* положительные и отрицательные перепады напряжения на входы триггеров T_3 и T_4 поступают через время t_3 по окончании переходного процесса в каждом триггере. Эти перепады на входах триггеров дифференцируются. После диффрен-

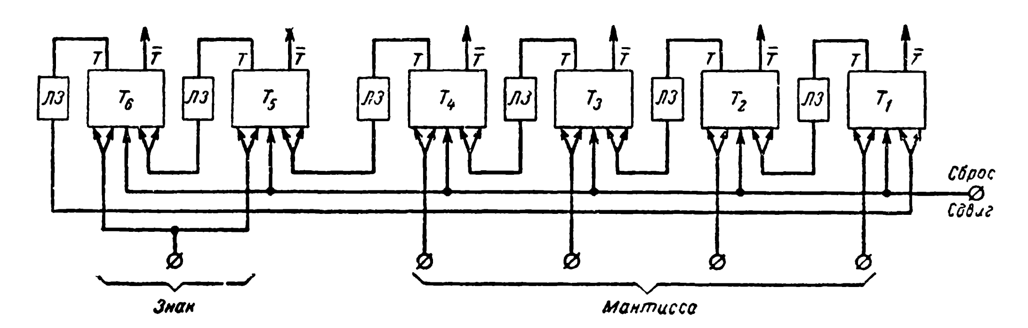


Рис. 24-119. Сумматор чисел, представленных в обратном модифицированном коде.

цирования на вход триггера T_3 будет действовать импульс положительной полярности. Этот импульс не изменяет состояния триггера T_3. После дифференцирования отрицательного перепада напряжения на вхо-

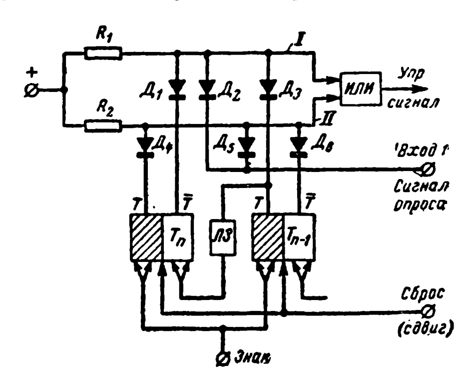


Рис. 24-120. Схема представления знака числа.

де триггера T_4 возникает отрицательный импульс (единица переноса из младшего разряда в старший). Этот импульс через диоды поступает на вход триггера T_4 и устанавливает его в единичное положение.

В результате операции сложения триггеры будут установлены в положение, соответствующее числу 1011, т. е. сумме двух чисел:

$$x + y = 0101 + 0110 = 1011.$$

Для изображения знаков чисел и суммы отводятся дополнительные триггеры.

На рис. 24-119 изображена схема сумматора, работающего с числами, представленными в обратном модифицированном коде. В этом сумматоре триггеры T_5, T_6 — знаковые. Цепь, соединяющая выход T триггера T_6 с входом триггера T_1, называется *цепью циклического переноса.*

Если сумматор работает с числами, представленными в дополнительном модифицированном коде, то цепь циклического переноса разрывается.

Представление знака в сумматоре двумя разрядами вызвано удобством определения переполнения разрядной сетки.

На рис. 24-120 представлены два знаковых триггера, в выходных цепях которых включены две логические схемы И, каждая на три входа. Выходы схем И объединены посредством логической схемы ИЛИ. Сигнал на выходе схемы ИЛИ появляется всякий раз, когда состояние триггеров соответствует комбинации 01 или 10, и не появляется, если состояние триггеров соответствует комбинации 00 или 11. Сопротивление R_1 и диоды $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ составляют одну схему И на три входа. Сопротивление R_2 и диоды $Д_4$, $Д_5$, $Д_6$ составляют вторую схему И на три входа.

Кратко остановимся на работе этой схемы.

После выполнения операции сложения на $Вх_1$ подается положительный импульс для анализа состояния триггеров. Этот импульс опроса закрывает диоды $Д_2$ и $Д_5$. На шине I или шине II возникает импульс положительной полярности, если диоды $Д_1$, $Д_3$ или $Д_4$, $Д_6$ закрыты высокими уровнями напряжения, снимаемыми с выходов знаковых триггеров. Диоды $Д_1$, $Д_3$ будут закрыты лишь в том случае, если триггер T_n находится в нулевом состоянии, а триггер T_{n-1} — в единичном. Диоды $Д_4$, $Д_6$ будут закрыты, если триггер T_n находится в единичном состоянии, а триггер T_{n-1} — в нулевом. Следовательно, на шине I возникает импульс положительной полярности при подаче на $Вх_1$ сигнала опроса при состояниях триггеров T_n, T_{n-1}, соответствующих 01. На шине II возникает импульс положительной полярности при состояниях триггеров T_n, T_{n-1}, соответствующих 10.

Сигнал с выхода схемы ИЛИ при возникновении переполнения может быть использован для дальнейшего управления машиной.

б) *Установка сумматора в нулевое состояние (сброс сумматора).* Установка сумматора в нулевое сотояние осуществляется подачей на шину *Сброс* отрицательного импульса длительностью, удовлетворяющей неравенству

$$\tau_и > \tau_з,$$

где $\tau_и$ — длительность импульса сброса;

$\tau_з$ — время задержки в линии задержки.

Отрицательный импульс, поданный на шину сброса, устанавливает триггеры в нулевое положение. Импульсы переноса, возникшие при этом, не изменяют состояния триггеров старших разрядов вследствие того, что они поступают до прекращения действия импульса сброса.

в) *Выполнение операции сдвига.* Сдвиг числа, стоящего в сумматоре, осуществляется подачей на шину *Сброс (Сдвиг)* отрицательного импульса, длительность которого должна удовлетворять неравенству

$$\tau_и < \tau_з.$$

Импульс сдвига подобно импульсу сброса изменяет состояние лишь тех триггеров, которые находятся в единичном положении. При переходе триггеров из единичного состояния в нулевое появляются сигналы переноса, которые через время $\tau_з$ поступают на входы триггеров старших разрядов после прекращения действия импульса сдвига и изменяют их состояния на обратные. Направление сдвига определяется способом включения линий задержки.

В сумматоре, схема которого показана на рис. 24-119, сдвиг числа осуществляется влево на один разряд при действии каждого импульса сдвига.

Рассмотренный сумматор является параллельным сумматором накапливающего типа с каскадным (последовательным) переносом. Вследствие применения каскадного переноса максимальное время, необходимое для выполнения операции сложения в сумматоре с циклическим переносом, определяется временем переходных процессов триггеров τ и временем задержки $\tau_з$ сигналов переноса.

Максимальное время выполнения операции сложения в n-разрядном сумматоре определяется формулой

$$T_{сл} = (n+1)\tau + n\tau_з.$$

Для сокращения времени выполнения операции сложения можно заменить последовательный перенос из одного разряда в другой сквозным переносом.

В разряд сумматора, в который поступил сигнал переноса, записывается единица, а все разряды, через которые прошел перенос, устанавливаются в нулевое положение.

На рис. 24-121 представлена схема трех разрядов параллельного сумматора накапливающего типа со сквозным переносом. Основным элементом данного сумматора является одноразрядная суммирующая схема, представленная на рис. 24-109.

Рассмотрим работу трех разрядов сумматора со сквозным переносом при сложении двух двоичных чисел, начиная с момента, когда первое слагаемое 011 находится в сумматоре (триггеры T_k, T_{k-1}, T_{k-2}), второе слагаемое 001 — в регистре (триггеры T'_k, T'_{k-1}, T'_{k-2}). Для выполнения операции сложения подается импульс на Bx_2, который переносит содержимое регистра в сумматор. По окончании переходных процессов в цепях связи и триггерах в сумматоре будет установлено число 010, после чего подается импульс переноса на Bx_3, который проходит через открытую схему $И_2$

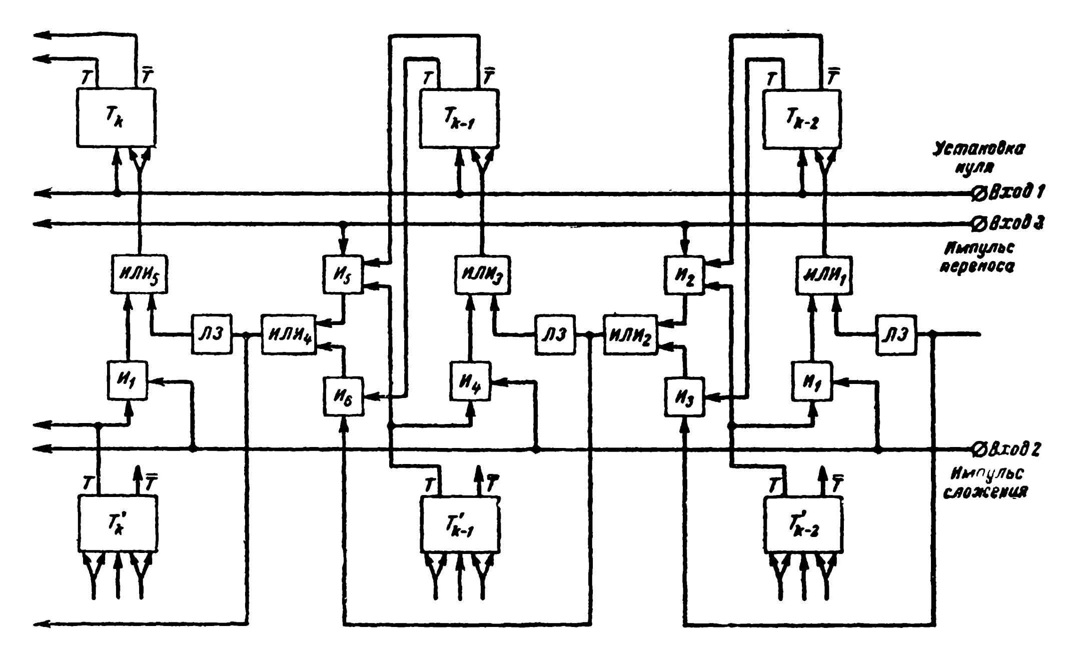


Рис. 24-121. Схема трех разрядов сумматора накапливающего типа со сквозным переносом.

на выход схемы ИЛИ$_2$. Этот импульс поступает на схему И$_6$, открытую высоким потенциалом, с выхода T триггера T_{k-1}. В результате действия импульса переноса сигналы переноса появляются на выходе схемы ИЛИ$_2$ и ИЛИ$_4$. Через время, равное времени задержки ЛЗ, эти сигналы изменяют состояния триггеров T_{k-1} и T_k на противоположные.

По окончании переходных процессов в сумматоре установится число 100, что соответствует сумме двух двоичных чисел: 011 и 001.

Время выполнения операции сложения в рассмотренной схеме n-разрядного сумматора накапливающего типа со сквозным переносом определяется формулой

$$T_{\text{сл}} = 2\tau + (n-1)\tau_n + \tau_з,$$

где τ — время установления триггера;
τ_n — время задержки в цепях переноса одного разряда;
$\tau_з$ — время задержки в линии задержки.

Если сумматор оперирует с числами, представленными в обратном коде, то время сложения определяется по формуле

$$T_{\text{сл}} = 2\tau + n\tau_n + \tau_з.$$

Множительное устройство с сумматором параллельного действия. Рассмотрим множительное устройство, в котором умножение начинается со старшего разряда множителя. Частные произведения суммируются в сумматоре параллельного действия накапливающего типа.

Процесс умножения двух чисел распадается на ряд элементарных операций, в число которых входят:

— формирование знака произведения;

— сдвиг множимого и множителя в регистрах;

— анализ цифр множителя;

— пересылка сдвинутого множимого в сумматор каждый раз, когда анализируемая цифра множителя — единица.

Если анализируемая цифра множителя — нуль, пересылка в сумматор не производится.

Для выполнения операции умножения необходимо иметь, кроме сумматора, еще два регистра, один из которых предназначен для хранения и сдвига множимого, а другой — для хранения и сдвига множителя. Формирование знака произведения выполняется путем сложения по модулю два знаковых разрядов множимого и множителя. Чаще всего эта операция реализуется на триггере знака регистра множимого.

Полученный знак произведения в регистре множимого не сдвигается в процессе умножения, а управляет схемами передачи в сумматор сдвинутого множимого в прямом или обратном коде до конца выполнения операции умножения. На рис. 24-122 представлена упрощенная схема множительного устройства.

Перед началом умножения в регистре I находится множимое, в регистре II — множитель. Сумматор установлен в нулевое положение. Процесс умножения начинается с подачи импульса сдвига на $Вх_1$, при котором множимое в регистре I сдвигается вправо, а множитель в регистре II — влево на один разряд. После этого в старший разряд регистра II записывается цифра старшего разряда множителя. Содержимое данного разряда анализируется подачей импульса на $Вх_2$. При этом на выходе схемы И$_1$ появляется импульс, если в старшем разряде множителя стоит 1, и не появляется, если в старшем разряде множителя стоит 0. Импульс на выходе И$_1$ после формирования поступает на преобразователь кодов, через который множимое заносится в сумматор в соответствующем коде и складывается с содержимым его. После этого на $Вх_1$ снова подается импульс, сдвигающий множимое вправо, а множитель — влево на один разряд. После сдвига на $Вх_2$ подается импульс, управляющий пересылкой сдвинутого множимого в сумматор.

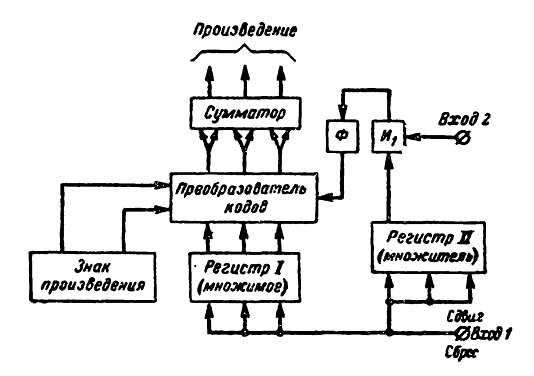


Рис. 24-122. Множительное устройство с сумматором параллельного действия.

Этот процесс повторяется столько раз, сколько разрядов содержит множитель. По окончании умножения в сумматоре будет записано произведение в прямом коде, если знак произведения положительный, и в обратном (или дополнительном), если знак произведения отрицательный.

Для выполнения операции умножения n-разрядных двоичных чисел без округления необходимо иметь в сумматоре и регистре множимого $2n$ разрядов, что приводит к большому объему оборудования. Можно упростить арифметическое устройство, если операцию умножения выполнять с округлением.

Для получения ошибки округления не больше заданной число разрядов в сумматоре и регистре множимого увеличивают на $n_д$. Тогда сумматор и регистр имеют по $n + n_д$ разрядов. Выбор числа дополнительных разрядов $n_д$ можно осуществить из условия, чтобы максимальная ошибка от округления при выполнении операции умно-

жения не превосходила заданной величины. Максимальная абсолютная ошибка округления $|\Delta\alpha_{ок}|_{макс}$ в рассматриваемом сумматоре возникает при умножении двух n-разрядных чисел:

$$\underbrace{0{,}111\ldots\ldots1}_{n} \text{ и } \underbrace{0{,}111\ldots11}_{n}$$

Схема умножения для этого случая представлена на рис. 24-123.

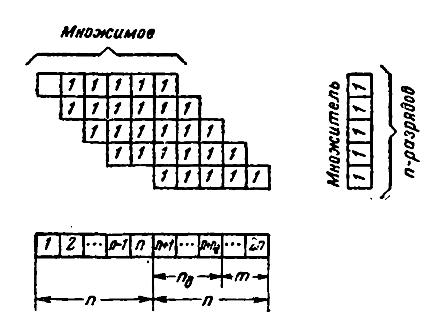


Рис. 24-123. К схеме умножения, изображенной на рис. 24-122.

Максимальную абсолютную ошибку умножения в единицах младшего $2n$-го разряда можно определить из выражения

$$|\Delta\alpha_{ок}|_{макс} = 1\cdot 2^0 + 2\cdot 2^1 + \\ + 3\cdot 2^2 + \cdots + m2^{m-1},$$

где $m = n - n_д$.

Если принять выполнение неравенства

$$|\Delta\alpha_{ок}|_{макс} \leqslant 2^{n+1},$$

то можно определить количество дополнительных разрядов из соотношения

$$(n - n_д - 1)\, 2^{n-n_д} + 1 \leqslant 2^{n+1}. \qquad (24\text{-}96)$$

В общем случае время умножения для рассматриваемой схемы можно определить по формуле

$$T_{умн} = (T_{сл} + T_{сд})n. \qquad (24\text{-}97)$$

Однако если сдвиг осуществляется в регистре множимого во время выполнения операции сложения, то

$$T_{умн} = T_{сл}n, \qquad (24\text{-}98)$$

где $T_{сл}$ — время сложения чисел в сумматоре;

n — количество двоичных разрядов множителя.

Из формул (24-97) и (24-98) следует, что время выполнения операции умножения в n раз больше, чем время сложения двух чисел. Как показал анализ задач, решаемых на цифровых машинах, количество операций умножения составляет около 40% от всех остальных операций. Отсюда ясно, что для увеличения общего быстродействия необходимо стремиться к уменьшению времени выполнения умножения.

Существуют различные методы сокращения времени выполнения умножения. Один из них состоит в том, что создаются комбинационные множительные устройства из логических быстродействующих элементов. Время выполнения операции умножения в таком устройстве определяется в основном переходными процессами в логических схемах. Количество оборудования в таком множительном устройстве резко растет с увеличением числа разрядов. Другим методом сокращения времени умножения является одновременное умножение на несколько разрядов множителя, что можно осуществить в множительных устройствах как с последовательным, так и с параллельным сумматором.

При осуществлении одновременного умножения на несколько разрядов множителя требуется незначительное увеличение оборудования. В настоящее время разработаны схемы одновременного умножения на два и три разряда.

Кроме рассмотренных методов, сокращение времени умножения можно осуществить за счет пропусков нулей множителя. При умножении на нуль время на пересылку множимого не отводится, а отводится лишь на выполнение сдвига. Таким образом, при умножении на нуль время тратится лишь на сдвиг, а при умножении на единицу — на сдвиг и сложение.

Сокращение времени умножения можно получить, применяя схемы для запоминания переносов с последующим суммированием их с частным произведением. Этот метод требует для реализации увеличения оборудования и усложнения логической схемы арифметического устройства. В тех случаях, когда применяется сумматор с последовательным переносом, целесообразно ввести групповые переносы, с целью уменьшения времени. При этом частота посылки множимого в сумматор выбирается не из максимального времени переноса по всем разрядам, а из максимального времени переноса на число разрядов в группе. В конце каждой группы имеется элемент для запоминания единиц переноса. Этот метод требует небольшого увеличения оборудования арифметического устройства и позволяет значительно сократить время выполнения операции умножения.

Деление в арифметическом устройстве параллельного действия. Схема арифметического устройства для выполнения операции деления зависит от того, какой способ деления двоичных чисел выбран.

Рассмотрим схему, выполняющую деление в прямом коде в машине с фиксированной запятой по способу без восстановления остатка. Для реализации деления по этому способу необходимо выполнить ряд элементарных операций:

формирование знака частного;
определение возможности деления;
определение разрядов частного;
определение конца деления.

Формирование знака частного производится путем сложения на одноразрядном сумматоре знаковых разрядов делимого и делителя.

Определение возможности деления выполняется путем вычитания модуля делителя из модуля делимого. Положительный знак остатка означает, что делимое больше делителя и деление невозможно вследствие переполнения разрядной сетки сумматора. Отрицательный знак остатка означает, что делитель больше делимого, т. е. деление возможно.

Для определения разрядов частного необходимо осуществлять сдвиг делителя вправо, вычитание или прибавление его к остатку, анализ знака остатка и запись единицы или нуля в младший разряд регистра частного.

На рис. 24-124 представлена упрощенная схема арифметического устройства, выполняющего операцию деления по способу без восстановления остатка.

Исходное состояние схемы: в сумматоре находится делимое в прямом коде, в регистре I — делитель, также в прямом коде. Триггер знака $T_{зн1}$ регистра I установлен в единичное положение. Деление начинается с подачи сигнала на *Вх*, в результате чего производится вычитание делителя из делимого. По окончании переходных процессов в сумматоре подается сигнал опроса на $Вх_1$. Если знак остатка в сумматоре положительный, то на выходе схемы $И_1$ появляется сигнал, указывающий на невозможность деления ввиду переполнения разрядной сетки. Если знак остатка отрицательный, то деление возможно.

Определение цифр частного начинается с подачи сигнала опроса на $Вх_3$. Этот сигнал устанавливает триггер $T_{зн1}$, в состояние, противоположное состоянию триггера знака остатка $T_{зн2}$. После этого на $Вх_4$ подается сигнал, сдвигающий делитель на один разряд вправо. По окончании переходных процессов, связанных со сдвигом, на *Вх* снова подается сигнал переписи, который переписывает сдвинутый делитель в сумматор. После окончания переходных процессов в сумматоре на $Вх_2$ подается сигнал. На выходе схемы $И_2$ появляется сигнал, если знак остатка положительный, и не появляется, если знак остатка отрицательный. При положительном знаке остатка ($T_{зн2}$ в нулевом положении) в младший разряд регистра II записывается единица — старший разряд частного.

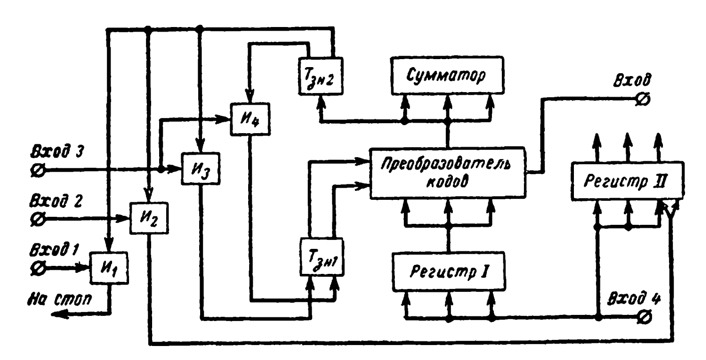


Рис. 24-124. Схема арифметического устройства для выполнения операции деления.

Для определения второго разряда частного на $Вх_3$ подается сигнал, устанавливающий триггер знака $T_{зн1}$ регистра I в состояние, противоположное состоянию триггера знака остатка. Далее сдвигается делитель в регистре I вправо и частное в регистре II влево на один разряд подачей сигнала на $Вх_4$, после чего последовательно подаются сигналы на *Вх*, $Вх_2$, $Вх_3$ и т. д. Рассмотренный процесс повторяется до получения частного с количеством разрядов, определяемым разрядной сеткой машины.

Процесс деления заканчивается или специальным счетчиком, или путем занесения единицы в младший разряд регистра II перед началом деления. При этом переход триггера старшего разряда регистра II из единичного состояния в нулевое будет означать конец деления.

По окончании деления частное будет записано в регистре II в прямом коде.

24-10. УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ

Устройство управления (УУ) цифровой машины служит для обеспечения автоматической работы машины по заданной программе, а также для управления машиной с пульта. Устройство управления в процессе работы вычислительной машины должно обеспечить прежде всего автоматический ввод программы с внешнего запоминающего устройства в оперативное, выборку команд из оперативного запоминающего устройства на регистр команд для исполнения, а также выборку чисел из оперативного запоминающего устройства по адресу, указанному в адресной части команды, и передачу их в регистр арифметического устройства.

Кроме того, устройство управления обеспечивает выполнение операции, указанной в команде, вывод конечных результатов из машины, образование адреса очередной команды и подготовку устройств машины к выполнению этой команды.

Сложность схемы устройства управления в первую очередь определяется количе-

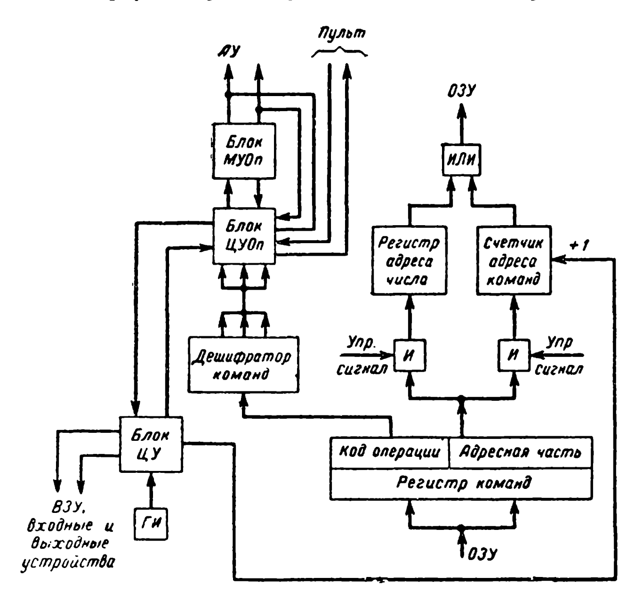


Рис. 24-125. Блок-схема устройства управления.

ством и типом элементарных операций, выполняемых машиной, а также ее разрядностью и адресностью. Существенное влияние на сложность устройства управления оказывает выбор принципа действия арифметического и запоминающего устройства, требования к быстродействию машины и объему ее оборудования. При выборе схемы устройства управления приходится учитывать особенности входных и выходных устройств, эксплуатационные требования и т. д.

В состав устройства управления входят следующие основные блоки:

— центрального управления машиной;
— управления командами и числами;
— центрального управления операциями;
— местного управления операциями;
— выработки управляющих сигналов;
— пульт управления.

Перечисленные блоки обеспечивают связи и взаимодействия между арифметическим устройством машины, оперативным запоминающим устройством, внешним запоминающим устройством, входными и выходными устройствами.

Блок центрального управления. На рис. 24-125 представлена примерная блок-схема устройства управления. Блок центрального управления (ЦУ) обеспечивает выборку из оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) очередной команды, а также чисел, с которыми производится та или иная операция, запись результата в ОЗУ или сохранение его в арифметическом устройстве. Блок центрального управления по сигналам ГИ вырабатывает серию управляющих импульсов, которые через блок центрального управления операциями (ЦУОп) воздействуют на различные устройства машины.

Количество необходимых сигналов, вырабатываемых блоком ЦУ, определяется числом элементарных действий (микроопераций), которые необходимо выполнить при исполнении одной команды. К таким микрооперациям можно отнести установку в нулевое состояние некоторых устройств машины, передачу чисел и команд с одного регистра на другой и из одного устройства в другое и т. д. Совокупность микроопераций, выполняемая при исполнении одной команды, составляет *такт работы ЦУ.*

Продолжительность такта определяется временем обращения к ОЗУ, а также временем выполнения самой операции, складывающимся из времени передачи чисел и команд по цепям связи и времени работы арифметического устройства.

Такт работы ЦУ может быть как постоянным (фиксированным), так и переменным. *Машины с фиксированным тактом называются синхронными.* В синхронных машинах длительность такта выбирается по операции, требующей наибольшего времени для своего выполнения (например, деление). Однако при этом снижается общее быстродействие, так как время выполнения большинства операций значительно меньше, чем время такта, выбранное с расчетом на самую продолжительную операцию.

Существуют асинхронные машины, у которых такт работы не фиксирован. Выполнение очередной операции в этих машинах начинается сразу после окончания предыдущей. В асинхронных машинах блок ЦУОп вырабатывает управляющий сигнал, по которому начинается выполнение новой операции.

Наряду с рассмотренными типами машин имеются также *машины синхронно-асинхронного типа,* в которых большинство операций выполняется в синхронном режиме, а отдельные операции, требующие для своего выполнения времени большего, чем длительность выбранного такта (например, умножение, деление и т. д.), осуществляются в асинхронном режиме. При выполнении этих операций происходит блокировка работы ЦУ и запуск блока местного управления операциями. По окончании выполнения этих операций происходит блокировка мест-

ного управления операциями и запуск блока ЦУ. Для увеличения быстродействия машин часто совмещают во времени исполнение команды и выборку очередной команды из ОЗУ.

Блок команд. Блок команд предназначен для определения адреса очередной команды, выборки ее из ОЗУ на регистр команд для исполнения и хранения ее в течение всего такта работы ЦУ. Кроме того, в блоке команд могут выполняться изменения смыслового содержания команд.

Из ОЗУ по соответствующим цепям выбирается команда и записывается на регистр команд блока. Адресная часть команды передается на регистр адреса числа. По заданному адресу выбирается число для исполнения операции. Код операции, содержащейся в команде, связан с дешифратором, имеющим столько выходных шин, сколько операций выполняет машина. Выходные цепи дешифратора воздействуют на блок центрального управления операциями. Например, наличие высокого потенциала или импульса на первой выходной шине дешифратора может означать, что должна выполняться операция сложения, на второй — вычитания, на третьей — умножения и т. д. Высокий потенциал или импульс, появившийся на соответствующей шине дешифратора, подготавливает цепи блока ЦУОп, для выполнения данной операции. После исполнения команды из блока ЦУ подается сигнал на счетчик адреса команд, изменяющий на единицу адрес команды. По этому адресу выбирается для исполнения очередная команда.

При исполнении команд *Условный переход* или же *Безусловный переход,* которые изменяют установленный порядок исполнения команд, сигнал, увеличивающий адрес команд на единицу, не подается. Счетчик адреса команд устанавливается в нулевое состояние и на него заносится адрес, указанный в адресной части команды *условного* или *безусловного перехода.* В следующем такте по данному адресу из ОЗУ выбирается команда.

Блок центрального управления операциями. Блок центрального управления операциями осуществляет связь между устройством центрального управления и всеми устройствами машины. Основными сигналами, поступающими на вход блока ЦУОп, являются сигналы с дешифратора команд и рабочие сигналы с блока ЦУ.

Как правило, блок центрального управления операциями можно разбить на ряд схем:

— управления работой оперативного запоминающего устройства;

— управления внешним запоминающим устройством;

— управления арифметическим устройством;

— управления входными и выходными устройствами;

— связи с блоком ЦУ;

— управления блоком команд;

— связи с блоком местного управления операциями;

— схемы связи с пультом.

Блок местного управления операциями. Этот блок, как уже было сказано, предназначен для выполнения операций, время которых превышает продолжительность принятого такта ЦУ. К таким операциям относятся умножение, деление и некоторые другие операции. В машинах с плавающей запятой блок местного управления дополнительно производит выравнивание порядков при выполнении операций сложения и вычитания, а также осуществляет нормализацию чисел.

Блок выработки управляющих сигналов. В качестве блока выработки управляющих сигналов применяется специальный генератор импульсов или же используется одна или несколько дорожек магнитного барабана, на которых нанесены метки для формирования синхронизирующих и рабочих сигналов.

Пульт управления. Для удобства эксплуатации машины на пульте управления размещаются различные органы управления и сигнализации. В некоторых машинах имеются специальные устройства, позволяющие визуально наблюдать за ходом решения.

24-11. ВХОДНЫЕ И ВЫХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

Устройства цифровых машин, с помощью которых осуществляется ввод в машину программы и исходных данных, называются *входными устройствами.*

Входные устройства служат для вывода из машины результатов решения и представления их в виде, удобном для дальнейшего использования. Программа и исходный материал представляются на перфолентах или перфокартах в виде системы отверстий (перфораций), пробитых в определенных местах. Пробивка отверстий на перфокартах или перфолентах производится на перфораторах, снабженных клавиатурой для набора команд и исходных чисел. Перфоратор пробивает отверстия на перфоленте или перфокарте в тех местах, где должна быть записана единица. Нуль изображается в этом случае отсутствием пробивки. Входное устройство машины для ввода программ и исходных данных с перфолент или перфокарт состоит из лентопротяжного механизма или механизма перемещения перфокарт и считывающего устройства. Эти механизмы служат для протягивания перфоленты или перфокарты с определенной скоростью через считывающее устройство. *Считывающее устройство* предназначено для преобразования содержимого перфолент или перфокарт в электрические сигналы и передачи их в другие устройства машины. Считывание данных с перфокарт и перфолент может осуществляться двумя способа-

ми: механическим и фотоэлектрическим. При механическом считывании перфокарта или перфолента прощупывается специальными щетками и в зависимости от наличия или отсутствия отверстия на данном месте карты или ленты замыкается или размыкается электрический контакт, посылающий соответствующий сигнал по каналам передачи числовой информации.

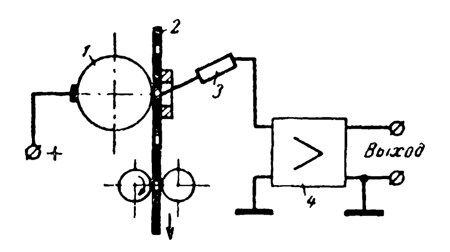


Рис. 24-126. Устройство для считывания с перфокарт.

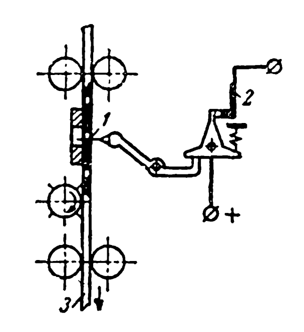


Рис. 24-127. Устройство для считывания с перфолент.

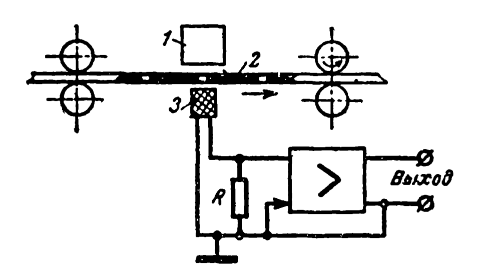


Рис. 24-128. Входное фотоэлектрическое устройство.

На рис. 24-126 представлена схема устройства для считывания с перфокарт. При продвижении перфокарты *2* щетка *3* периодически замыкается с барабаном *1* через отверстия перфокарты. Сигнал со щетки поступает на усилитель *4*, с выхода которого он подается в соответствующий числовой канал.

На рис. 24-127 представлена схема устройства для считывания с перфолент.

При попадании щупа *1* в отверстие перфоленты *3* замыкаются контакты *2*, с которых на выход подается сигнал в виде положительного потенциала. Остальная кинематика ясна из рисунка.

При фотоэлектрическом считывании непрозрачная лента с перфорацией перемещается между источником света и системой фотодиодов.

На рис. 24-128 дана одна из схем входного фотоэлектрического устройства.

При движении ленты на выходе фотодиода *3* возникает импульс в момент, когда фотодиод освещается от источника *1* пучком света, проходящим через отверстие на перфоленте *2*. Импульс с фотодиода после усиления и формирования поступает в машину как единица определенного разряда. С помощью фотоэлектрического входного устройства можно вводить исходный материал со скоростью 2 000—6 000 чисел или команд в минуту.

Вся информация с перфорированной ленты поступает в оперативную память машины. Материалом для перфолент или перфокарт может служить обычная бумага. Для перфолент иногда используется затемненная кинопленка.

В качестве выходных устройств применяются различные печатающие аппараты, которые автоматически печатают данные, поступающие из машин.

В некоторых машинах выходные устройства содержат специальные приспособления, позволяющие выводить результаты решения в виде графиков и визуально контролировать правильность процесса решения задачи.

В специализированных машинах, предназначенных для решения определенного круга задач или для управления реальными объектами, состав входных и выходных устройств зависит от условий, в которых работает данная вычислительная машина.

24-12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕПРЕРЫВНЫХ ВЕЛИЧИН В ДИСКРЕТНЫЕ И ОБРАТНО

За последнее время цифровые машины все чаще и чаще применяются для управления реальными объектами или процессами. Можно указать на ряд задач, исходные данные для которых задают реальные объекты, такие, как наземные радиолокационные станции, бортовые измерительные устройства самолета, ракеты и др. Очень часто вследствие сложности математических зависимостей и необходимости выполнения логических операций решение этих задач целесообразно проводить с помощью цифровых машин.

При работе специализированных цифровых машин совместно с реальными объектами возникает необходимость в преобразовании непрерывно изменяющихся входных данных (углов поворота, перемещений, напряжений и т. д.) в соответствующие число-

вые эквиваленты. Устройства, преобразующие непрерывно изменяющиеся величины в дискретную числовую форму, называются *преобразователями непрерывных величин в дискретные*. Эти преобразователи для сокращения будем называть входными.

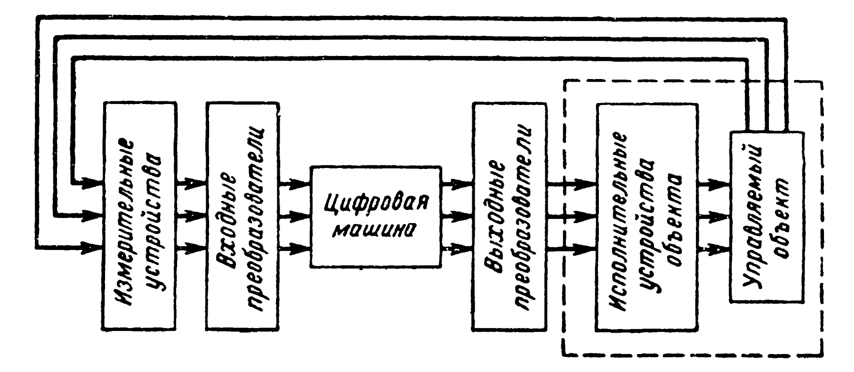


Рис. 24-129. Блок-схема связи управляемого объекта с ЦВМ.

Для связи цифровой машины с исполнительными устройствами управляемого объекта применяются преобразователи дискретных величин в непрерывные (углы поворота, перемещения, напряжения и т. д.). Эти преобразователи будем называть выходными.

Таким образом, между управляемым объектом и цифровой машиной необходимо иметь преобразователи непрерывных величин в дискретные, а между выходом цифровой машины и исполнительными устройствами управляемого объекта — преобразователи дискретных величин в непрерывные.

На рис. 24-129 представлена простейшая блок-схема системы автоматического регулирования с применением цифровой машины. Создание надежных преобразователей, обладающих высокой точностью преобразования, большим быстродействием и хорошей помехозащищенностью, представляет собой самостоятельную проблему.

По принципам построения преобразователи можно разделить на механические, электромеханические и электрические. Рассмотрим некоторые из них, наиболее часто встречающиеся при сопряжении цифровой машины с реальными объектами.

Входные преобразователи времени. Преобразователь времени в числовой код представляет собой счетчик импульсов, поступающих в измеряемом интервале времени от высокостабильного генератора.

На рис. 24-130 представлена схема подобного преобразователя. При подаче импульса на Bx_1 триггер T_1 устанавливается в единичное состояние и открывает схему $И_1$. Импульсы от генератора импульсов *ГИ* через схему $И_1$ поступают на счетчик. Второй импульс, поданный на Bx_2, перебрасывает триггер T_1 в нулевое состояние и закрывает схему $И_1$, вследствие чего поступление импульсов от *ГИ* на счетчик прекращается.

После окончания счета импульсов число на счетчике, пропорциональное измеренному интервалу времени, может быть снято сигналом, поданным на $И_2$, и использовано для вычислений, а счетчик импульсом, поданным на Bx_4, устанавливается в нулевое положение и тем самым подготавливается для измерения следующего интервала времени.

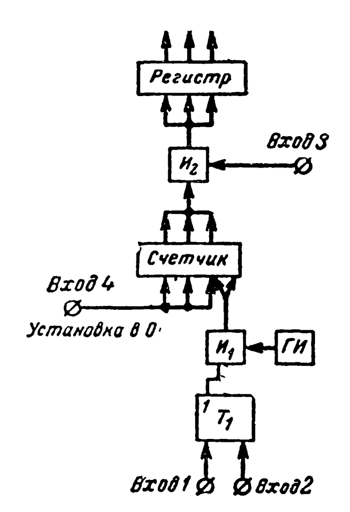


Рис. 24-130. Преобразователь времени в код.

Точность измерения времени описанным методом определяется выбором рабочей частоты генератора, характеристиками управляющих цепей и параметрами импульсов (фронтами, флуктуациями и т. д.). Современные элементы позволяют построить пересчетные и управляющие схемы, работающие со скоростью счета порядка 10 *Мгц*. Точность преобразования при этом может быть доведена до 0,1 *мксек*.

Входные преобразователи напряжения. Среди входных преобразователей важную роль играют преобразователи напряжения в число. Это объясняется тем, что в настоящее время хорошо разработаны методы преобразования различных физических величин в напряжение.

На рис. 24-131 представлена схема преобразователя напряжения в цифровой код, работающая на основе сравнения напряжений. Схема сравнения сопоставляет величину преобразуемого напряжения с величиной линейно меняющегося пилообразного напряжения, вырабатываемого генератором линейной развертки. При совпадении этих

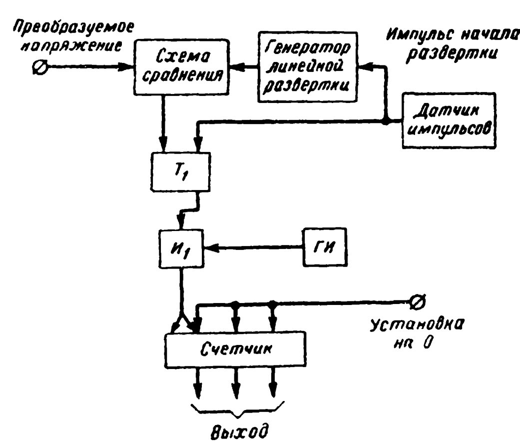


Рис. 24-131. Преобразователь напряжения в код со сравнивающим устройством.

двух напряжений схема сравнения вырабатывает импульс, устанавливающий триггер T_1 в положение, при котором схема $И_1$ закрывается и поступление импульсов от *ГИ* на счетчик прекращается. Поступление импульсов от *ГИ* на счетчик возобновляется в момент начала линейной развертки.

Показания счетчика являются цифровым эквивалентом заданного напряжения.

На рис. 24-132 представлены временные диаграммы работы рассмотренного преобразователя. Величине заданного напряжения u в точке *2* соответствует число импульсов n_1, напряжению u в точке *4* соответствует число импульсов *ГИ* n_2 и т. д.

После каждого цикла преобразования на счетчике устанавливается число, пропорциональное величине преобразуемого напряжения.

Достоинством этой схемы является ее сравнительная простота. Точность преобразования зависит в основном от линейности пилообразного напряжения развертки. Погрешность может быть доведена примерно до 0,2%. Скорость преобразования зависит от скорости работы счетчика.

На рис. 24-133 представлена схема преобразователя, в котором использован широтно-импульсный модулятор. Мгновенное значение преобразуемого напряжения вводится в широтно-импульсный модулятор (ШИМ), вырабатывающий импульсы, ширина которых пропорциональна мгновенному значению преобразуемого напряжения. Непрерывная серия импульсов поступает на счетный вход счетчика. Показания счетчика снимаются в виде чисел и подаются в машину.

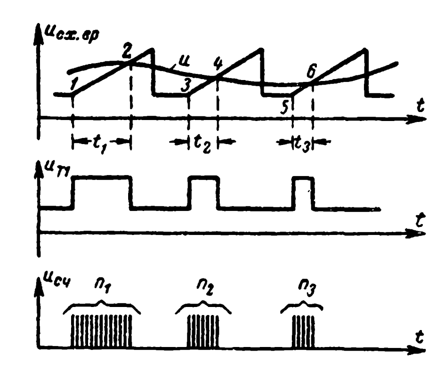


Рис. 24-132. Временные диаграммы преобразователя, приведенного на рис. 24-131.

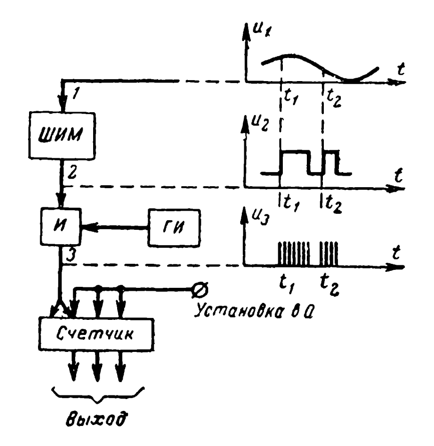


Рис. 24-133. Преобразователь напряжения в код с широтно-импульсным модулятором.

Входные преобразователи положения механического звена. Преобразователи координат механических звеньев в цифровой код можно разделить на *механические* и *фотоэлектрические.*

Механические преобразователи имеют меньшую разрешающую способность, чем фотоэлектрические.

Применение обычных систем счисления как в механических, так и фотоэлектрических преобразователях приводит к неопределенности при съеме данных. Рассмотрим это на примере.

На рис. 24-134 изображено звено механизма, снабженное подвижными контактными пластинами (ламелями) и неподвижными щетками, считывающими горизонтальную

координату звена, представленную в цифровой форме. Отсчет координаты звена может производиться с точностью до четырех двоичных разрядов.

При перемещении звена относительно щеток распределение потенциалов на щетках будет изменяться от комбинации типа

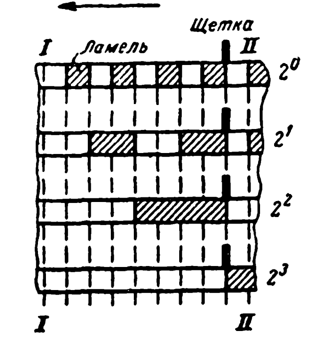


Рис. 24-134. Механический преобразователь с одной щеткой на разряд.

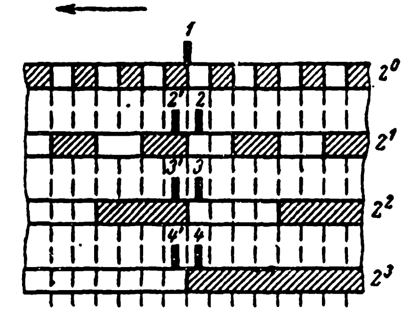


Рис. 24-135. Механический преобразователь с двумя щетками на разряд.

0000 (вдоль прямой *I—I*) до 1111 (вдоль прямой *II—II*). Вследствие ошибок, допускаемых при изготовлении, практически невозможно добиться такого положения, чтобы все щетки сходили с ламелей одновременно или одновременно начинали контактировать с ними. Это приводит к большим ошибкам на границах изменения разрядов. В этих зонах ошибка данных может равняться значению старшего разряда.

Для устранения этих ошибок существует несколько методов, одним из которых является постановка на каждый разряд, кроме младшего, по две щетки, сдвинутых относительно друг друга. Эти щетки устанавливаются по центру ламелей самого младшего разряда. В младшем разряде остается одна щетка, по которой определяется, с каких щеток считывать показания.

На рис. 24-135 представлен преобразователь с двумя щетками на каждый разряд, кроме младшего.

Считывание производится или группой щеток *1*, *2*, *3*, *4*, или группой щеток *1*, *2'*, *3'*, *4'*. Если щетка *1* контактирует с заштрихованной ламелью, считывание производится щетками *1*, *2'*, *3'*, *4'*, а если щетка *1* не контактирует с заштрихованной ламелью, то считывание производится со щеток *1*, *2*, *3*, *4*. В этом случае ошибка за счет допусков не превышает единицы младшего разряда.

Другим методом устранения ошибок за счет наличия зон неопределенности на границах изменения разрядов является V-метод или V-код. Этот метод является дальнейшим развитием метода построения преобразователя с двумя щетками на разряд.

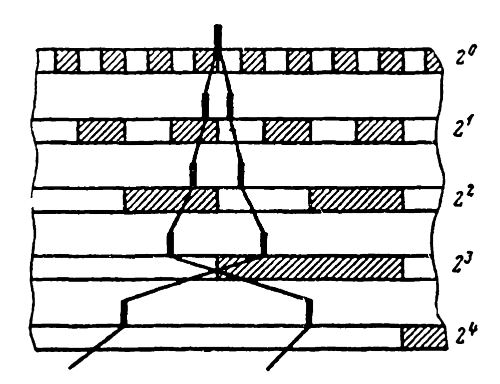


Рис. 24-136. Расположение ламелей и щеток при V-методе.

Идея этого метода состоит в том, что выбор щеток для считывания последующего разряда определяется значением отсчета щетки предыдущего разряда. На рис. 24-136 представлено расположение ламелей и щеток при V-методе.

Из рис. 24-136 видно, что расстояние между любыми двумя щетками равно длине ламели на дорожке, соответствующей цифре ближайшего младшего разряда. При таком расположении щетка находится на своей ламели на расстоянии не менее $^1/_4$ длины ламели от края.

Щетки выбираются по следующему правилу. Если в предыдущем младшем разряде считана единица, то в последующем старшем разряде должна выбираться левая щетка, и, наоборот, если в предыдущем в младшем разряде считан нуль, то в последующем старшем разряде выбирается правая щетка.

Сформулированное правило можно проследить на рис. 24-136.

В качестве устройств для выбора щеток могут служить реле, триггеры, диоды или другие логические элементы, включенные между двоичными разрядами. Одна из схем выбора щеток представлена на рис. 24-137. Эта схема требует всего лишь двух диодов на двоичный разряд, если сделать такую

конфигурацию ламелей, как это показано на рис. 24-137. Цифра младшего разряда снимается с триггера T_1. Триггер T_1 устанавливается в состояние 1, если щетки первой дорожки замкнуты, и в состояние 0 — если щетки разомкнуты.

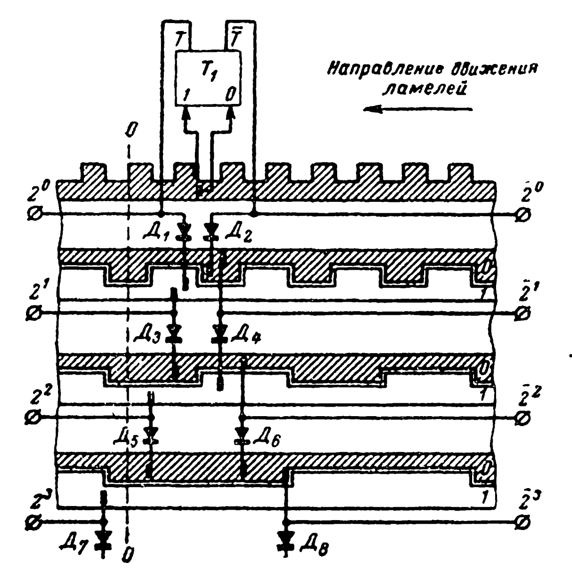


Рис. 24-137. Диодная схема для выбора щеток.

Если триггер T_1 находится в единичном состоянии, то на единичном выходе T появляется высокий потенциал, являющийся выходным сигналом младшего разряда. Этот высокий потенциал через диод $Д_1$ поступает на левую щетку второй дорожки. При этом щетка считывания второй дорожки окажется под высоким потенциалом и на выходе второго разряда будет высокий потенциал, соответствующий 1.

Высокий потенциал через диод $Д_3$ поступает на верхнюю часть третьей ламели, и на выход третьего разряда высокий потенциал не поступает. С выхода третьего и четвертого разрядов будет снят сигнал, соответствующий 0. Таким образом, считанное число равно 0011. Если щетки первой дорожки окажутся незамкнутыми, то триггер T_1 будет в состоянии, соответствующем 0. В этом случае на нулевом выходе $\bar{T}$ триггера T_1 будет высокий потенциал, который через диоды $Д_2$, $Д_4$ и соответствующие ламели пройдет на выход третьего разряда. С выхода третьего разряда будет снята 1. На выходах остальных разрядов, как видно из рис. 24-137, будет 0. Другие случаи могут быть проанализированы подобно рассмотренному.

Если снимать выходные сигналы с дополнительных проводящих покрытий (верхние части дорожек, диоды $Д_2$, $Д_4$, $Д_6$, $Д_8$), то будет считано число в обратном коде. Диоды в устройстве необходимы для предотвращения замыкания между верхними и нижними покрытиями дорожек.

Кроме рассмотренных конструктивных способов устранения ошибок за счет наличия зон неопределенности на границах изменения разрядов, имеются другие методы, основанные на представлении чисел в специальных условных кодах. Один из подобных кодов, называемых *кодом Грея*, рассматривается ниже.

Код Грея образуется из обычного двоичного кода путем замены в нем каждой цифры, стоящей правее единицы в соседнем разряде, на обратную.

В табл. 24-9 приведены некоторые значения кода Грея для сравнения с двоичным кодом.

Таблица 24-9

Двоичная система счисления	Двоичный код Грея	Двоичная система счисления	Двоичный код Грея
00000	00000	01100	01010
00001	00001	01101	01011
00010	00011	01110	01001
00011	00010	01111	01000
00100	00110	10000	11000
00101	00111	10001	11001
00110	00101	10010	11011
00111	00100	10011	11010
01000	01100	10100	11110
01001	01101	10101	11111
01010	01111	10110	11101
01011	01110	10111	11100

На рис. 24-138 представлена схема расположения ламелей входного преобразователя, работающего по коду Грея.

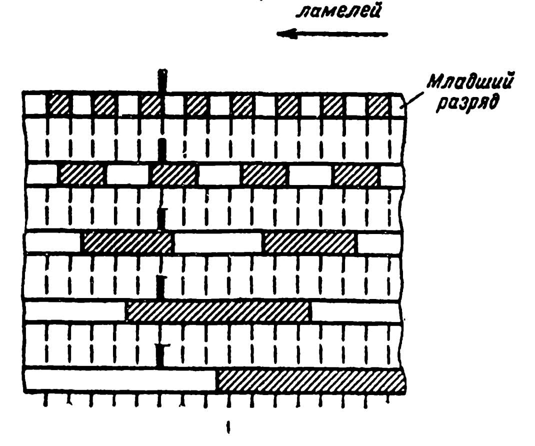


Рис. 24-138. Расположение щеток в преобразователе, работающем по коду Грея.

Рассмотрение кода Грея (табл. 24-9 и рис. 24-138) показывает, что в любом случае два числа, следующих непосредственно друг за другом, отличаются в коде Грея значени-

ем только одного из разрядов. Благодаря этому ошибка преобразования в данном случае не может превысить единицы младшего разряда.

Для использования результатов, снятых с преобразователя, построенного по коду Грея, необходимо перевести их из кода Грея в обычную позиционную систему счисления.

Рассмотрим методы перевода кода Грея в обычный двоичный код.

Пусть для двоичного числа

$$X = X_n X_{n-1} \dots X_1 X_0$$

код Грея имеет вид:

$$x = x_n x_{n-1} \dots x_1 x_0.$$

Цифры кода Грея образуются по следующему правилу:

$$x_n = X_n, \qquad (24\text{-}99)$$

и цифры младших разрядов

$$x_i = \begin{cases} X_i, & \text{если } X_{i+1} = 0; \\ 1 - X_i, & \text{если } X_{i+1} = 1. \end{cases}$$

Данное равенство можно представить в виде

$$x_i = X_i(1 - X_{i+1}) + (1 - X_i)X_{i+1}. \qquad (24\text{-}100)$$

В самом деле, при $X_{i+1} = 0$ получим:

$$x_i = X_i,$$

а при $X_{i+1} = 1$ имеем:

$$x_i = (1 - X_i).$$

Формула (24-100) может быть записана еще следующим образом:

$$x_i = X_i + X_{i+1} - 2X_i X_{i+1} = X_i - X_{i+1} - 2X_{i+1}(X_i - 1).$$

Сложив полученные равенства по i в пределах от k до $n-1$, найдем:

$$\sum_{i=k}^{n-1} x_i = X_k - X_n - 2\sum_{i=k}^{n-1} X_{i+1}(X_i - 1).$$

Учитывая равенство (24-99), запишем:

$$X_k = \sum_{i=k}^{n} x_i + 2\sum_{i=k}^{n-1} X_{i+1}(X_i - 1). \qquad (24\text{-}101)$$

Так как величина X_k может быть только нулем или единицей, то для определения величины X_k можно воспользоваться весьма простым правилом, которое вытекает из формулы (24-101). Очевидно, что в этой формуле числа, стоящие слева и справа, могут быть одновременно либо четными, либо нечетными. Поскольку $2\sum_{i=k}^{n-1} X_{i+1}(X_i - 1)$ всегда четное, то должны быть одновременно либо четными, либо нечетными X_k и $\sum_{i=k}^{n} x_k$, т. е. при делении на два оба эти числа должны давать одинаковые остатки.

Этот факт можно выразить математически в виде так называемого сравнения:

$$X_k = \sum_{i=k}^{n} x_i \,(\mathrm{mod}\, 2). \qquad (24\text{-}102)$$

Смысл данной записи как раз и состоит в том, что величины X_k и $\sum_{i=k}^{n} x_i$ при делении на два дают одинаковые остатки (X_k и $\sum_{i=k}^{n} x_i$ сравнимые по модулю два).

Таким образом, для получения цифры X_k двоичного позиционного кода из кода Грея достаточно произвести сложение по модулю два цифр кода Грея от n-го разряда до k-го включительно.

Пример 1. Перевести число $X = 1001$, представленное в обычной двоичной системе, в код Грея.

Дано: $X = X_4X_3X_2X_1 = 1001$.

Определить: $x = x_4x_3x_2x_1$.

На основании правила перевода из обычной двоичной системы в код Грея [(24-99), (24-100)] имеем:

```
1  0  0  1
↓↖↓↖↓↖↓
1  1  0  1
```

Двоичное число $X = 1001$ в коде Грея имеет вид: $x = 1101$.

Пример 2. Перевести число $x = 11101$, представленное двоичным кодом Грея, в обычную двоичную систему.

Дано: $x = x_5x_4x_3x_2x_1 = 11101$.

Определить: $X = X_5X_4X_3X_2X_1$.

На основании (24-102) имеем:

$$X_5 = x_5(\mathrm{mod} 2);$$
$$X_5 = 1;$$
$$X_4 = (x_4 + x_5)(\mathrm{mod} 2);$$
$$X_4 = (1 + 1)(\mathrm{mod} 2) = 0;$$
$$X_3 = (x_3 + x_4 + x_5)(\mathrm{mod} 2);$$
$$X_3 = (1 + 1 + 1)(\mathrm{mod} 2) = 1;$$
$$X_2 = (x_2 + x_3 + x_4 + x_5)(\mathrm{mod} 2);$$
$$X_2 = (0 + 1 + 1 + 1)(\mathrm{mod} 2) = 1;$$
$$X_1 = (x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5)(\mathrm{mod} 2);$$
$$X_1 = (1 + 0 + 1 + 1 + 1)(\mathrm{mod} 2) = 0.$$

Числу $x = 11101$, представленному кодом Грея, соответствует двоичное число

$$X = 10110.$$

Кроме кода Грея существует ряд других кодов, на базе которых создаются преобразователи.

Недостатком кода Грея является необходимость перевода его в обычный двоичный код, так как до сих пор нет простых арифметических устройств, оперирующих с числами, представленными в коде Грея или в каком-либо другом коде, обладающем аналогичными свойствами.

На рис. 24-139 изображен шестиразрядный кодирующий диск для преобразователя угла поворота в число, представленное кодом Грея. Заштрихованные части представляют собой токопроводящие ламели. Для съема чисел служат скользящие щетки, каждая из которых обслуживает соответствующий разряд.

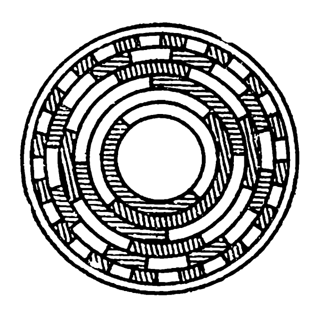


Рис. 24-139. Шестиразрядный кодирующий диск преобразователя угла поворота в число, представленное кодом Грея.

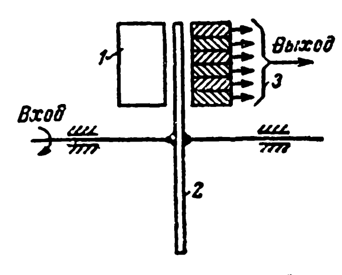


Рис. 24-140. Фотоэлектрический преобразователь угла поворота в число.

Если считывающие щетки все время прижаты к кодирующему диску, то возникает большой момент трения, что уменьшает срок службы преобразователя. Для увеличения срока службы преобразователя целесообразно щетки подводить к ламелям только в момент считывания.

Такой способ существенно уменьшает момент трения, но несколько усложняет конструкцию преобразователя.

Для увеличения разрешающей способности применяются фотоэлектрические преобразователи, в которых считывание информации производится с помощью пучка света и фотодиодов. Кодовый диск изготовляется из стекла, на который фотоспособом наносится требуемый код. При считывании положения вала источник света дает узкий пучок, проходящий через кодовый диск на фотодиоды.

На рис. 24-140 представлена одна из возможных схем фотоэлектрического преобразователя.

Освещение производится периодически при помощи газоразрядной лампы *1*. Быстродействие преобразователя в большой степени зависит от частоты вспышек лампы. Для современных ламп эта частота колеблется от 100 до 20 000 *гц*. За время одной вспышки кодирующий диск *2* должен повернуться не больше чем на одно деление младшего разряда.

Сигналы с фотодиодов *3* после усиления и формирования поступают на вход цифровой машины.

Выбор типа преобразователя из непрерывных величин в дискретные зависит от того, в какой форме подается непрерывная величина (угол поворота, перемещение, временной интервал, напряжение и т. д.).

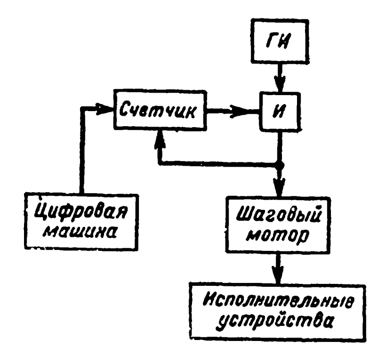


Рис. 24-141. Блок-схема преобразователя числа в угол поворота вала.

Преобразование дискретных величин в непрерывные. Управление реальными объектами с помощью цифровой машины требует преобразования дискретных величин (чисел) в непрерывно изменяющиеся физические величины.

Здесь мы рассмотрим преобразование чисел в угол поворота вала (цифра-угол) и в напряжение (цифра-напряжение).

Наиболее простым способом преобразования числа в угол поворота вала является использование шагового мотора. На рис. 24-141 представлена блок-схема преобразователя числа в угол поворота вала. Выходные данные цифровой машины преобразуются в последовательность импульсов и поступают на шаговый мотор и счетчик. На счетчике устанавливается преобразуемое число. Каждый приходящий импульс от *ГИ* поворачивает выходной вал мотора на определенный угол и уменьшает число на счетчике на единицу. Импульсы поступают на счетчик и шаговый мотор через схему И до тех пор, пока показание счетчика не станет равным нулю. Описанный преобразователь не может быть применен для больших скоростей преобразования вследствие инерционности шагового мотора. Существуют более сложные преобразователи дискретных величин в угол поворота вала с использованием следящих систем.

Преобразование дискретных величин в напряжение выполняется в основном дву-

мя методами: суммированием напряжения и суммированием токов.

Первый метод состоит в суммировании напряжений на входе усилителя с отрицательной обратной связью. Каждый разряд преобразуемого двоичного числа представляется напряжением. Напряжения, изображающие соседние разряды, должны различаться по амплитуде в 2 раза, т. е.

$$u_2 = \frac{1}{2} u_1,$$

$$u_3 = \frac{1}{2^2} u_1, \ldots, u_n = \frac{1}{2^{n-1}} u_1.$$

На рис. 24-142 представлена схема подобного преобразователя.

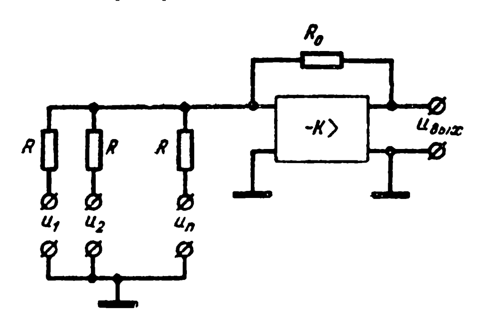


Рис. 24-142. Преобразователь код-напряжение.

Для представления n-разрядного числа необходимо иметь n эталонных напряжений, которые могут быть получены путем деления одного стабилизированного напряжения.

Рассмотренные примеры дают лишь общее представление о методах преобразования.

Следует заметить, что при необходимости преобразования не одной, а m величин можно использовать один преобразователь, на который, последовательно подаются величины для преобразования.

24-13. ЭЛЕМЕНТЫ ПРОГРАММИРОВАНИЯ

Основные понятия и определения. Решение задачи на цифровой машине осуществляется по заранее составленной программе.

Последовательность арифметических и логических действий, записанных в виде команд, каждая из которых заставляет машину выполнять определенную операцию, называется *программой.* Для составления программы необходимо знать некоторые специфические особенности той машины, для которой составляется программа. К этим особенностям в общем случае следует отнести: систему команд; число адресов в команде (адресность машины); форму представления чисел; разрядную сетку машины (количество разрядов для представления чисел); системы счисления, применяемые при подготовке и решении задач; порядок исполнения команд (естественный или принудительный).

Как известно, каждая цифровая машина может выполнять вполне определенный набор элементарных операций, который называется системой команд. Система команд машины содержит арифметические, логические операции, операции управления и ряд вспомогательных операций. В машинах общего назначения система команд должна быть такой, чтобы обеспечить возможность решения более широкого круга задач. В специализированных машинах система команд может быть сокращенной, необходимой для решения лишь небольшого круга задач.

При реализации программы машина исполняет в строго определенном порядке всю последовательность команд, объединенных в операторы различного назначения. *Оператором вычислений* будем называть группу команд, решающую определенный этап задачи.

По своему назначению операторы могут быть арифметические, логические, операторы управления, переадресации и т. д.

Совокупность нескольких операторов составляет подпрограмму вычислений. Таким образом, программа в общем случае состоит из совокупности операторов и подпрограмм, расположенных в определенной последовательности для автоматического решения задачи.

Операторы, кроме того, подразделяются на *прямые* и *циклические.*

В операторе *прямого типа* каждая команда при решении задачи исполняется только один раз. Прямые операторы используются для вычислений различных функций, заданных в явной форме.

В операторе *циклического* типа имеется группа команд, многократно исполняемых в процессе решения задачи.

Циклические операторы используются при решении задач методами последовательных приближений, с помощью итераций и т. д. Программы, состоящие лишь из операторов прямого типа, называются *прямыми.*

Программы, содержащие один или несколько операторов циклического типа, называются *циклическими.*

Рассмотрение элементов программирования произведем для одноадресной машины с естественным порядком исполнения команд, оперирующей с числами, представленными в двоичной системе счисления. Коды операций, адресные части команд и адреса команд условимся представлять в восьмеричной системе счисления.

Система команд. Как уже было сказано, система команд, представляющая набор элементарных операций, выполняемых машиной, должна содержать арифметические и логические операции, операции управления, некоторые вспомогательные операции.

Таблица 24-10

Код операции	Адресная часть	Условное обозначение команды	Содержание команды
01	a	$(c)+(a)$	Содержимое сумматора (c) алгебраически складывается с содержимым ячейки памяти (a) и результат остается в сумматоре. Если результат по абсолютному значению $\geqslant 1$, то вырабатывается $\varphi=1$. Если результат операции <0, то вырабатывается сигнал $\omega=1$.
02	a	$(c)-(a)$	Из содержимого сумматора (c) вычитается содержимое ячейки (a) и результат остается в сумматоре. Если результат операции по абсолютному значению $\geqslant 1$. то вырабатывается сигнал $\varphi=1$. Если результат операции <0, то вырабатывается сигнал $\omega=1$.
03	a	$\|(c)\|-\|(a)\|$	От абсолютной величины числа, находящегося в сумматоре, вычитается абсолютная величина числа, находящегося в ячейке a и результат остается в сумматоре. При этой операции всегда $\varphi=0$. Если результат операции <0, то $\omega=1$.
04	a	$(c)\times(a)$	Содержимое сумматора (c) умножается на содержимое ячейки (a) и результат остается в сумматоре. При этой операции всегда $\varphi=0$. Если результат операции <0, то $\omega=1$.
05	a	$(c):(a)$	Содержание сумматора (c) делится на содержимое ячейки (a) и результат остается в сумматоре. Если результат операции по абсолютному значению $\geqslant 1$, то вырабатывается сигнал $\varphi=1$. Если результат операции <0, то $\omega=1$.
06	a	$(a)\rightarrow c$	Содержимое ячейки (a) пересылается в сумматор, число в ячейке a сохраняется. При выполнении этой операции всегда $\varphi=0$. Если в ячейке a было отрицательное число, то $\omega=1$.
07	a	$(c)\rightarrow a$	Содержимое сумматора (c) пересылается в ячейку a в прямом коде. Число в сумматоре при этом сохраняется и если оно отрацительно, то вырабатывается $\omega=1$.
10	a	БП	Безусловный переход. Управление передается команде, находящейся в ячейке a.
11	a	УП	Условный переход. В зависимости от сигнала ω, выработанного в предыдущем такте, управление передается: 1) команде, непосредственно следующей за командой условного перехода, если $\omega=0$. 2) команде, находящейся в ячейке a, если $\omega=1$.
12	—	Печать	Содержимое сумматора выводится на печать.
13	a	Стоп и $(a)\rightarrow c$	По команде «стоп» машина останавливается и содержимое ячейки (a) пересылается в сумматор. Число в ячейке a сохраняется.

При исполнении команд арифметическое устройство, как правило, вырабатывает некоторые управляющие сигналы. К таким сигналам можно отнести:

сигнал условной передачи управления ω. Примем, что этот сигнал вырабатывается ($\omega=1$), если результат алгебраического сложения оказывается меньше нуля. Если же результат алгебраического сложения будет больше или равен нулю, то сигнал ω не вырабатывается, т. е. $\omega=0$. По данному сигналу выполняются некоторые операции управления, о которых будет сказано ниже;

сигнал переполнения (нарушения нормализации влево) φ. Сигнал φ вырабатывается ($\varphi=1$), когда абсолютная величина результата операции окажется больше единицы. Сигнал φ не вырабатывается ($\varphi=0$), если абсолютная величина результата операции меньше единицы.

По сигналу $\varphi=1$ в машинах с фиксированной запятой происходит обычно останов машины, в машинах с плавающей запятой — нормализация числа и изменение его порядка. Каждая операция имеет свое название и условный номер (код).

В табл. 24-10 приведен пример простейшей системы команд одноадресной машины.

Непосредственное программирование. Составление программы можно разбить на несколько этапов, к которым относятся:

1) выбор метода решения данной задачи;

2) составление алгоритма, т. е. комплекса математических зависимостей, дающего решение задачи, и придание ему формы, наиболее удобной для программирования;

3) составление блок-схемы или логической схемы программы с учетом специфики и возможностей машины;

4) составление программы по выбранному алгоритму в общем виде;

5) размещение в запоминающих уст-

ройствах машины исходных данных задачи, программы, вспомогательных чисел, промежуточных и конечных результатов;

6) кодирование программы;

7) представление программы в виде, пригодном для ввода в машину;

8) выбор метода контроля и его реализация в программе;

9) отладка программы и решение задачи.

Пункт 1 непосредственно к программированию не относится, однако он должен быть выполнен перед составлением программы.

Желательно, чтобы выбранный метод решения задачи обеспечивал возможность составления циклических программ и требуемую точность.

Преимущество циклических программ перед прямыми состоит в том, что циклические программы занимают меньше ячеек памяти, более компактны. Однако машинное время для исполнения циклических программ больше, чем для прямых программ, так как часть времени теряется на исполнение некоторого количества команд, участвующих в обеспечении циклов.

При решении ряда задач встречаются такие случаи, когда заранее нельзя определить количество исполняемых циклов для получения конечного результата, вследствие чего прямые программы для этого оказываются непригодными.

Выбранный метод должен обладать возможностью контроля правильности решения задачи. В этом отношении удобны итерационные методы, обеспечивающие самоисправляемость ошибок. Появление случайных ошибок в этом случае обычно не оказывает влияния на точность получения результата, а лишь приводит к увеличению числа итераций и вместе с тем к некоторому росту времени решения.

Составление прямых программ. Рассмотрим пример составления прямой программы для решения системы двух линейных уравнений с двумя неизвестными:

$$a_{11}x_1 + a_{12}x_2 = b_1;$$
$$a_{21}x_1 + a_{22}x_2 = b_2.$$

В результате решения необходимо определить x_1 и x_2.

Как известно, решение существует, если детерминант системы отличен от нуля, т. е.

$$D = \begin{vmatrix} a_{11}a_{12} \\ a_{21}a_{22} \end{vmatrix} = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} \neq 0.$$

Решение можно получить, например, по формулам:

$$x_1 = \frac{Dx_1}{D};$$
$$x_2 = \frac{Dx_2}{D},$$

где

$$Dx_1 = \begin{vmatrix} b_1a_{12} \\ b_2a_{22} \end{vmatrix} = a_{22}b_1 - a_{12}b_2;$$
$$Dx_2 = \begin{vmatrix} a_{11}b_1 \\ a_{21}b_2 \end{vmatrix} = a_{11}b_2 - a_{21}b_1;$$

тогда

$$x_1 = \frac{a_{22}b_1 - a_{12}b_2}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}};$$
$$x_2 = \frac{a_{11}b_2 - a_{21}b_1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}}.$$

На рис. 24-143 представлена блок-схема программы решения задачи.

Составление программы в общем виде. При составлении программы в общем виде будем пользоваться следующими обозначениями:

c — сумматор;
(c) — содержимое сумматора;
p_i — i-я рабочая ячейка;
(p_i) — содержимое ячейки с адресом p_i.

В табл. 24-11 приведена программа в общем виде для вычисления x_1 и x_2.

Вычисление D → Вычисление D_{x1} → Вычисление x_1 → Вычисление D_{x2} → Вычисление x_2 → Печать и стоп

Рис. 24-143. Блок-схема программ.

В цифровых машинах перевод чисел из десятичной системы в двоичную и из двоичной в десятичную выполняется по заранее составленным подпрограммам. В рассмотренном примере эти подпрограммы не приведены.

При составлении программы мы предполагали, что исходные числа в ячейках памяти хранятся в двоичной системе счисления и вывод на печать содержимого сумматора производится после перевода его в десятичную систему счисления.

Размещение в памяти программы, исходных данных, промежуточных и конечных результатов. При размещении в оперативном запоминающем устройстве программы, исходных данных, промежуточных и конечных результатов необходимо учитывать общее количество ячеек памяти, занятость их для некоторых часто встречающихся констант, различных подпрограмм, используемых в данной программе (перевод чисел из десятичной системы в двоичную и обратно и т. д.). Пусть оперативное запоминающее устройство имеет 2 048 ячеек. Адреса ячеек памяти записываются четырехразрядными восьмеричными числами и принимают значения от 0000 до 3777. Примем $k = 0100$, тогда основная программа будет расположена в ячейках, начиная с 0100 и дальше по порядку возрастания адресов.

Таблица 24-11

Условный адрес команды	Условное обозначение команды	Пояснение команд
к+0	$a_{12} \to c$	Переслать число a_{12} в сумматор
к+1	$(c) \times a_{21}$	Содержимое сумматора умножить на число a_{21} и результат оставить в сумматоре. В сумматоре после выполнения этой команды будет произведение $a_{12} \cdot a_{21}$
к+2	$(c) \to p_0$	Содержимое сумматора $a_{12} \cdot a_{21}$ переслать в ячейку p_0 памяти (p_0 — рабочая ячейка для хранения промежуточных результатов).
к+3	$a_{11} \to c$	Переслать число a_{11} в сумматор
к+4	$(c) \times a_{22}$	Содержание сумматора умножить на число a_{22} и результат оставить в сумматоре. В сумматоре после выполнения этой команды будет произведение $a_{11} \cdot a_{22}$
к+5	$(c)-(p_0)$	Из содержимого сумматора вычесть содержимое ячейки p_0 и результат оставить в сумматоре. После этой команды в сумматоре получим значение D
к+6	$(c) \to p_1$	Содержимое сумматора (D) переслать в рабочую ячейку p_1 памяти
к+7	$a_{12} \to c$	Переслать число a_{12} в сумматор
к+10	$(c) \times b_2$	Умножить содержимое сумматора на число b_2 и результат оставить в сумматоре. После выполнения этой команды в сумматоре получим произведение $a_{12} \cdot b_2$
к+11	$(c) \to p_0$	Переслать содержимое сумматора в рабочую ячейку p_0
к+12	$a_{22} \to c$	Переслать в сумматор числа a_{22}
к+13	$(c) \times b_1$	Умножить содержимое сумматора на число b_1 и результат оставить в сумматоре. В сумматоре после выполнения этой команды получим произведение $a_{22} \cdot b_1$
к+14	$(c)-(p_0)$	Вычесть из содержимого сумматора содержимое ячейки p_0 и результат оставить в сумматоре. В сумматоре получим значения Dx_1
к+15	$(c):(p_1)$	Разделить содержимое сумматоров (Dx_1) на содержимое ячейки $p_1(D)$ и результат оставить в сумматоре. В сумматоре получим x_1
к+16	Печать	После перевода содержимого сумматора (x_1) из двоичной системы в десятичную вывести на печать
к+17	$a_{21} \to c$	Переслать a_{21} в сумматор
к+20	$(c) \times b_1$	Умножить содержимое сумматора на число b_1 и результат оставить в сумматоре. В сумматоре получим произведение $a_{21} \cdot b_1$
к+21	$(c) \to p_0$	Переслать содержимое сумматора в рабочую ячейку p_0
к+22	$a_{11} \to c$	Переслать число a_{11} в сумматор
к+23	$(c) \times b_2$	Умножить содержимое сумматора на b_2 и результат оставить в сумматоре. В сумматоре получим $a_{11} \cdot b_2$
к+24	$(c)-(p_0)$	Вычесть из содержимого сумматора содержимое ячейки p_0 и результат оставить в сумматоре В сумматоре получим Dx_2
к+25	$(c):(p)$	Разделить содержимое сумматора на содержимое ячейки p_1 и результат оставить в сумматоре. В сумматоре получим x_2
к+26	Печать	После перевода содержимого сумматора (x_2) из двоичной системы в десятичную вывести на печать.
к+27	Стоп	

За основной программой, начиная с ячейки 0130, разместим исходный числовой материал:

0130 — a_{11}
0131 — a_{12}
0132 — b_1
0133 — a_{21}
0134 — a_{22}
0135 — b_2

} исходный числовой материал

Ячейки 0136 и 0137 отведены под рабочие:

0136 — p_0
0137 — p_1

} рабочие ячейки.

После размещения в памяти программы, числового материала, промежуточных и конечных результатов программа кодируется.

В табл. 24-12 приведена программа решения системы двух уравнений в условных обозначениях, а также в закодированном виде.

Таблица 24-12

Условный адрес команды	Условное обозначение команды	Адрес команды	Команда	
			код операций	адресная часть
к+0	$a_{12}\to c$	0100	06	0131
к+1	$(c)\times a_{21}$	0101	04	0133
к+2	$c\to p_0$	0102	07	0136
к+3	$a_{11}\to c$	0103	06	0130
к+4	$(c)\times a_{22}$	0104	04	0134
к+5	$(c)-(p_0)$	0105	02	0136
к+6	$(c)\to p_1$	0106	07	0137
к+7	$a_{12}\to c$	0107	06	0131
к+10	$(c)\times b_2$	0110	04	0135
к+11	$(c)\to p_0$	0111	07	0136
к+12	$a_{22}\to c$	0112	06	0134
к+13	$(c)\times b_1$	0113	04	0132
к+14	$(c)-(b_0)$	0114	02	0136
к+15	$(c):(p_1)$	0115	05	0137
к+16	Печать	0116	12	0000
к+17	$a_{21}\to c$	0117	06	0133
к+20	$(c)\times b_1$	0120	04	0132
к+21	$(c)\to p_0$	0121	07	0136
к+22	$a_{11}\to c$	0122	06	0130
к+23	$(c)\times b_2$	0123	04	0135
к+24	$(c)-(p_0)$	0124	02	0136
к+25	$(c):(p_1)$	0125	05	0137
к+26	Печать	0126	12	0000
к+27	Стоп	0127	13	0131

Ввод программы и исходных данных в оперативную память машины можно осуществить с пульта вручную, набирая каждую команду или число на пульте управления и вводя в соответствующую ячейку памяти. Однако такой способ ввода ведет к большой потере машинного времени, особенно при вводе длинных программ. Кроме того, при вводе возможны ошибки.

Для ускорения процесса ввода программу и исходный числовой материал представляют в виде, пригодном для автоматического ввода в оперативную память машины. Для этого программа и исходные данные переводятся на перфокарты или на перфоленту с помощью внешних устройств, непосредственно не связанных с машиной. Поэтому при работе на них машинное время не расходуется. После перевода программы и исходных чисел на перфокарты или перфоленту программа и числовой материал вводятся в оперативную память и с этого момента начинается процесс отладки программы и решения задачи.

Составление циклических программ. Для решения задач на цифровых машинах чаще всего составляются циклические программы. Это вызвано в основном тем, что численные методы, реализуемые при составлении программ, предусматривают циклическое повторение одних и тех же операций для получения конечных результатов.

К многократному повторению одних и тех же операций на каждом шаге сводятся все методы решения систем дифференциальных уравнений, некоторые методы решения линейных алгебраических уравнений и т. д.

Разработка циклических программ сводится главным образом к составлению программы основного оператора, по которому выполняются арифметические и логические операции, производится пересылка числового материала из одних устройств машины в другие и т. д.

Для многократного исполнения данного оператора вводится ряд дополнительных команд, назначение которых состоит в обеспечении повторения цикла с новыми исходными данными или выхода из него.

В качестве примера циклической программы рассмотрим программу вычисления квадратного корня из положительного числа $A<1$:

$$x=\sqrt{A}.$$

Вычисление будем производить по известной итерационной формуле Ньютона, по которой каждое последующее приближение x_{n+1} искомого корня x определяется через предыдущее x_n с помощью равенства:

$$x_{n+1}=0{,}5\left(x_n+\frac{A}{x_n}\right). \qquad (24\text{-}103)$$

Вычислительный процесс будем считать законченным, когда

$$|x_{n+1}-x_n|<\varepsilon, \qquad (24\text{-}104)$$

где ε — наперед заданная положительная величина, характеризующая точность решения задачи.

Для определения первого приближения по формуле (24-103) необходимо назначить начальное значение x_0. В качестве начального значения x_0 удобно принять величину, определяемую по формуле

$$x_0=0{,}5+0{,}5\,A. \qquad (24\text{-}105)$$

При таком выборе начального приближения x_0 итерационный процесс быстро сходится. Таким образом, алгоритм решения задачи состоит из формул (24-103)—(24-105). Блок-схема программы представлена на рис. 24-144.

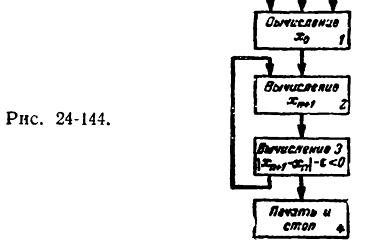


Рис. 24-144.

Первая группа команд (оператор 1) обеспечивает вычисление начального приближения. Эта группа команд не входит в цикл программы.

Вторая группа команд (оператор *2*) обеспечивает вычисление корня по итерационной формуле (24-103).

Третья группа команд (оператор *3*) оценивает разность $|x_{n+1}-x_n|-\varepsilon$ и определяет дальнейший порядок вычислительного процесса.

Если разность $|x_{n+1}-x_n|-\varepsilon\geqslant 0$, то управление передается на начальные команды цикла; если разность $|x_{n+1}-x_n|-\varepsilon<0$, то управление передается на группу команд (оператор *4*), осуществляющую вывод конечного результата из машины и остановку ее.

Программа в общем виде представлена в табл. 24-13.

Таблица 24-13

Условный адрес команды	Условное обозначение команды	Пояснения
$\kappa+0$	$0{,}5\to c$	Определение начального приближения (оператор *1*)
$\kappa+1$	$(c)\times A$	
$\kappa+2$	$(c)+0{,}5$	
→ $\kappa+3$	$(c)\to p_0$	Определение корня по итерационной формуле (24-103) (оператор *2*)
$\kappa+4$	$A\to c$	
$\kappa+5$	$(c):(p_0)$	
$\kappa+6$	$(c)+(p_0)$	
$\kappa+7$	$(c)\times 0{,}5$	
$\kappa+10$	$(c)\to p_1$	
$\kappa+11$	$(c)-(p_0)$	
$\kappa+12$	$\lvert(c)\rvert-\lvert\varepsilon\rvert$	Определение направления вычислительного процесса (оператор *3*)
— $\kappa+13$	УП ($\kappa+16$)	
$\kappa+14$	$(p_1)\to c$	
— $\kappa+15$	БП ($\kappa+3$)	
→ $\kappa+16$	$(p_1)\to c$	Вывод на печать результата вычисления и останов машины (оператор *4*)
$\kappa+17$	Печать	
$\kappa+20$	Стоп	

Рассмотрим вопрос о размещении программы, исходных чисел, промежуточных и конечных результатов в памяти.

Примем, что в ячейках с 0100 по 0120 размещается программа. В ячейках 0121—0123 — исходный числовой материал:

0121 — 0,5

0122 — A

0123 — ε

Ячейки 0124—0125 — рабочие:

0124 — p_0

0125 — p_1.

В табл. 24-14 программа представлена в закодированном виде.

В рассмотренной программе исходные числа в ячейках памяти записаны в двоичной системе счисления, а содержимое сумматора выводится на печать после перевода в десятичную систему.

Таблица 24-14

Адрес команд	Команда: код операции	Команда: адресная часть	Передача управления
0100	06	0121	
0101	04	0122	
0102	01	0121	
0103	07	0124	← при $\lvert x_{n+1}-x_n\rvert\geqslant\varepsilon$ (из 0115)
0104	06	0122	
0105	05	0124	
0106	01	0124	
0107	04	0121	
0110	07	0125	
0111	02	0124	
0112	03	0123	
0113	11	0116	→
0114	06	0125	
0115	10	0103	→ 0103
0116	06	0125	← при $\lvert x_{n+1}-x_n\rvert>\varepsilon$ (из 0113)
0117	12	0000	
0120	13	0121	

Преобразование команд. В предыдущей программе в качестве исходного числа была величина $x=x_0$. Цикл выполнялся машиной столько раз, сколько необходимо для получения результата с заданной точностью.

При этом после каждого цикла изменялось лишь одно число, хранящееся в ячейке памяти, где вначале была записана величина x_0. Вид команд при этом не изменялся.

Число x_{n+1} использовалось для определения момента выхода из цикла. Это число часто называют параметром цикла. В качестве параметра цикла может служить специально подобранное и помещенное в свободную ячейку число. Изменение параметра при каждом повторении цикла осуществляется с помощью группы команд, называемой счетчиком.

В результате анализа счетчика должен вырабатываться сигнал условной передачи управления, по которому команда условного перехода передает управление или на начало цикла, или на выход из него.

При реализации циклической программы арифметические действия могут производиться не только с числами, но и с некоторыми командами. В результате этих действий изменяется вид команд, а следовательно, и их смысловое содержание.

Например, если к команде 01 0135 прибавить постоянное число 00 0001 в режиме фиксированной запятой, то получим команду вида 01 0136, в которой адресная часть изменена на единицу. Если же к команде 01 0135 прибавить число 04 0002 в режиме фиксированной запятой, то получим новую команду, в которой изменены и код опера-

ции и адресная часть. Такое действие с командами называется преобразованием (модификацией) команд.

Приведем простой пример преобразования команд.

Составим программу для перемножения ста чисел x_1, x_2, ..., x_{100}. Эти числа можно разместить, например, в ячейках 0245—0410 соответственно. Для решения этой задачи можно составить прямую программу, содержащую 100 команд. В табл. 24-15 приведена прямая программа перемножения ста чисел. Отсюда следует, что прямая программа требует 200 ячеек памяти (100 для программы и 100 для чисел).

Используя операцию преобразования команд, можно данную программу значительно сократить. Легко заметить, что все команды, кроме первой, отличаются друг от друга лишь адресной частью, причем каждый последующий адрес можно получить из предыдущего путем прибавления единицы к младшему разряду одной части команды в режиме фиксированной запятой.

Таблица 24-15

Условный адрес команды	Условное обозначение команд	Адрес команды	Код операции	Адресная часть
$к+1$	$x_1 \to c$	0101	06	0245
$к+2$	$(c) \times x_2$	0102	04	0246
$к+3$	$(c) \times x_3$	0103	04	0247
...	...	...	...	...
$к+144$	$(c) \times x_{100}$	0244	04	0410
	Стоп или переход к другим операциям			

Обозначим постоянное число, предназначенное для изменения команды, через α и поместим его в ячейку 0411. Тогда программа перемножения 100 чисел с использованием преобразования команд будет иметь вид, приведенный в табл. 24-16.

Таблица 24-16

Условный адрес команды	Условное обозначение команд	Адрес команды	Команда	
			код операции	адресная часть
$к+1$	$x_1 \to c$	0101	06	0245
$к+2$	$\to (c) \times x_2$	0102	04	0246
$к+3$	$(c) \to p_0$	0103	07	0412
$к+4$	$(к+2) \to c$	0104	06	0102
$к+5$	$(c)+\alpha$	0105	01	0411
$к+6$	$(c) \to к+2$	0106	07	0102
$к+7$	$(p_0) \to c$	0107	06	0412
$к+10$	—БП $(к+2)$	0110	12	0102

Программа состоит всего из восьми команд. В конце программы стоит команда безусловного перехода и данный цикл будет выполняться до тех пор, пока машина не будет остановлена с пульта управления оператором.

Для выполнения вполне определенного количества циклов и автоматической остановки машины необходимо ввести счетчик циклов.

В конечном виде программа представлена в табл. 24-17, где программа размещена в ячейках с адресами 0101—0120. Исходные данные размещены в ячейках 0121—0270. Под рабочие отведены ячейки 0271—0272.

Как следует из программы, после каждого цикла адресная часть команды, находящейся в ячейке $k+4$, изменяется на α. Если величина α равна единице младшего разряда команды, то после выполнения 99 циклов команда, содержащаяся в ячейке $k+4$, будет иметь вид:

$k+4$	04	0265

Таким образом, данную команду можно использовать в качестве счетчика циклов. В этом случае вместо числа 99, расположенного в ячейке 0270, необходимо хранить команду вида 04 0265. Тогда для окончания процесса вычисления перед командой условного перехода выполняется операция вычитания из текущего значения команды, находящейся в ячейке $k+4$, конечного ее значения, хранящегося в ячейке 0270. Если разность равна или больше нуля, управление передается на команду «Стоп». Процесс вычисления при этом заканчивается.

Если цикл, в котором изменяются команды, входит в состав другого цикла, то необходимо измененные команды восстановить. Эта операция производится или путем посылки на места измененных команд их первоначальных значений, которые должны храниться в памяти как вспомогательные числа, или же путем обратного преобразования команд, заключающегося в выполнении операции вычитания некоторого постоянного числа из измененной команды. Число подбирается так, чтобы после вычитания команда приняла первоначальный вид.

Программирование для одноадресной машины с фиксированной запятой. Выше рассматривались основные принципы программирования, которые являются общими как для машин с плавающей запятой, так и для машин с фиксированной запятой.

Так как машины с запятой, фиксированной перед старшим двоичным разрядом, оперируют с числами, по абсолютной величине меньшими единицы, необходимо учитывать ряд особенностей при составлении программы. К этим особенностям следует в первую очередь отнести подбор масштабов для исходных чисел решаемой задачи, приводящих все числа к величинам, мень-

Таблица 24-17

Условный адрес	Условное обозначение команд	Адрес команды	Команда: код операции	Команда: адресная часть	
$\kappa+1$	$0 \to c$	0101	06	0266	Подготовительная группа команд
$\kappa+2$	$(c) \to p_0$	0102	07	0271	
$\kappa+3$	$x_1 \to c$	0103	05	0121	
$\kappa+4$	$\to (c) \times x_2$	0104	04	0122	Вычисление произведения
$\kappa+5$	$(c) \to p_1$	0105	07	0272	
$\kappa+6$	$(\kappa+4) \to c$	0106	06	0104	Преобразование команд
$\kappa+7$	$(c)+\alpha$	0107	01	0265	
$\kappa+10$	$(c) \to \kappa+4$	0110	07	0104	
$\kappa+11$	$(p_0) \to c$	0111	06	0271	Счетчик циклов
$\kappa+12$	$c+1$	0112	01	0267	
$\kappa+13$	$(c) \to p_0$	0113	07	0271	
$\kappa+14$	$(c)-99$	0114	02	0270	Команды разветвления вычислительного процесса и подготовка к новому циклу
$\kappa+15$	УП $(\kappa+20)$	0115	11	0120	
$\kappa+16$	Стоп	0116	13	0266	
$\kappa+17$	$(p_1) \to c$	0117	06	0272	
$\kappa+20$	БП $(\kappa+4)$	0120	12	0104	

0121—x_1
0122—x_2
. . .
0264—x_{100}
0265—α
0266—0
0267—1
0270—99
} Исходные данные

0271—p_0
0272—p_1
} Рабочие ячейки

шим единицы. Кроме того, необходимо выбрать масштабы так, чтобы в процессе вычислений все промежуточные результаты не выходили за возможный диапазон представления чисел в машине с фиксированной запятой. Процесс подбора масштабных коэффициентов называется масштабированием.

В целях выполнения неравенства $|x|<1$ для исходных, промежуточных и конечных величин приходится преобразовывать как сами исходные величины, так и математические зависимости, по которым должны выполняться вычисления.

Существует несколько способов преобразования исходных данных.

Первый способ состоит в том, что все числа, фигурирующие в решаемой задаче, представляются в виде

$$x = 2^q \alpha,$$

где q — порядок числа;
α — мантисса.

При этом $0{,}5 \leqslant |\alpha| < 1$.

В этом случае арифметические операции сводятся к выполнению действий над порядками и мантиссами. Действия над порядками и мантиссами выполняются одним арифметическим устройством.

Такой искусственный режим работы с плавающей запятой на машинах с фиксированной запятой возможен потому, что с порядками чисел выполняются только действия сложения и вычитания и не выполняются действия умножения и деления.

При решении задач в режиме с плавающей запятой на машине с фиксированной запятой составляются специальные подпрограммы, которые включаются в общую программу. Этот способ программирования существенно увеличивает программу решения, требует большого числа ячеек памяти, а также удлиняет время решения задачи (в 4—5 раз). Поэтому такой метод решения задач на машинах с фиксированной запятой, имеющих небольшое быстродействие, следует считать малоцелесообразным. Метод может быть применен в случае необходимости получения высокой точности вычислений или в случае, когда трудно определить границы изменения переменных.

Второй способ решения задач на машине с фиксированной запятой состоит в том, что все арифметические действия выполня-

ются над числами, представленными в ненормализованном виде и по абсолютной величине меньшими единицы. В этом случае множители, учитывающие порядок числа, в операциях непосредственно не участвуют.

Примем связь между машинными переменными X и реальными величинами x в виде

$$X = m_x x,$$

где X — машинное изображение величины x;

m_x — масштаб.

Масштаб m_x есть постоянный коэффициент, имеющий значение, при котором выполняется неравенство

$$|X| < 1.$$

Подбор масштабов начинается с анализа исходных уравнений и формул с целью определения экстремальных значений переменных. При этом масштаб выбирается из условия

$$m_x = \frac{|X|_{\text{макс}}}{|x|_{\text{макс}}}, \qquad (24\text{-}106)$$

где $|X|_{\text{макс}} = 1 - 2^{-n}$ — абсолютное максимальное значение машинного изображения числа при n двоичных разрядов в разрядной сетке машины;

$|x|_{\text{макс}}$ — максимальное значение реальной переменной.

Для определения границ изменения переменных пользуются приближенными расчетами при некоторых допущениях в постановке задачи или выбирают граничные значения величин из физических соображений или, наконец, производят пробные решения на машине. При программировании с постоянными масштабами точность результата зависит от искусства подбора масштабных коэффициентов.

Для увеличения точности вычислений можно выбрать не постоянные масштабные коэффициенты, а изменяющиеся в процессе решения в зависимости от текущих значений переменных.

Подготовку задач к решению на машине с фиксированной запятой и постоянными масштабами можно разделить на следующие основные этапы:

1) анализ математических зависимостей, подлежащих решению, с целью установления пределов изменения переменных;

2) подбор постоянных масштабов;

3) преобразование математических зависимостей с учетом масштабов;

4) составление программы.

Рассмотрим масштабирование задачи на простом примере. Пусть требуется вычислить значения функции

$$y = \frac{\sqrt{1 + x^2}}{2x} \qquad (24\text{-}107)$$

при значениях x, находящихся в интервале

$$0{,}1 \leqslant x \leqslant 9.$$

Определим границы изменения y, для чего воспользуемся первой производной от y по x

$$y' = \frac{x^2 - (1 + x^2)}{2x^2 \sqrt{1 + x^2}} = -\frac{1}{2x^2 \sqrt{1 + x^2}}.$$

Отсюда следует, что при любом значении x будет справедливо неравенство $y' < 0$.

Следовательно, функция y монотонно убывающая, имеет экстремальные значения на концах интервала при $x_1 = 0{,}1$ и $x_2 = 9$ и равна:

$$y_1 \approx 5; \; y_2 \approx 0{,}5.$$

Отсюда следует, что функция y в промежутке $0{,}1 \leqslant x \leqslant 9$ изменяется в пределах $0{,}5 \leqslant y \leqslant 5$.

На основании (24-106) можно определить:

$$m_x = \frac{1}{9} \approx 0{,}1; \quad m_y = \frac{1}{5} = 0{,}2.$$

Преобразуем исходное выражение функции y. Подставляя в (24-107) значения реальных переменных

$$x = \frac{X}{m_x} \text{ и } y = \frac{Y}{m_y},$$

получаем:

$$\frac{Y}{m_y} = \frac{\sqrt{1 + \frac{X^2}{m_x^2}}}{2\frac{X}{m_x}}.$$

После очевидных преобразований:

$$Y = \frac{m_y \sqrt{m_x^2 + X^2}}{2X}$$

или

$$Y = \frac{0{,}2\sqrt{0{,}01 + X^2}}{2X} = \frac{0{,}1\sqrt{0{,}01 + X^2}}{X}, \qquad (24\text{-}108)$$

где X и Y — изображения величин x и y в машине.

В выражении (24-108) все величины, в том числе и $0{,}01 + X^2$, меньше единицы, так как величина X изменяется в пределах $0{,}01 \leqslant X \leqslant 0{,}9$. Окончательные результаты вычислений y по формуле (24-108) будут получаться в масштабе $m_y = 0{,}2$.

Для определения истинного значения y полученные результаты из машины в десятичной системе счисления необходимо разделить на $m_y = 0{,}2$.

После преобразования математических зависимостей с учетом масштабов составля-

ется программа решения задачи так же, как это было рассмотрено выше. Однако следует учитывать некоторые особенности. В частности, если сначала выполнять деление, а затем умножать на $\sqrt{0{,}01 + X^2}$, то может произойти переполнение разрядной сетки. Поэтому при программировании следует принять такой порядок вычислений, при котором любой промежуточный результат был бы меньше единицы.

Составление программ для машин с фиксированной запятой в связи с необходимостью масштабирования задачи представляет известные трудности и требует от программиста большого навыка.

Литература

1. Бруевич Н. Г., Доступов Б. Г., Основы теории счетно-решающих устройств, М. изд-во «Советское радио», 1967.

2. Коган Б. Я., Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования, Физматгиз, 1963.

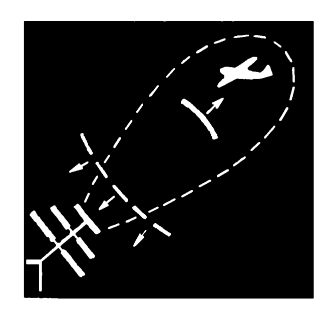
3. В. Б. Смолов, А. Н. Лебедев и др., Вычислительные машины непрерывного действия, М. изд-во «Высшая школа», 1964.

4. А. А. Папернов. Логические основы цифровых машин и программирования, М. изд-во «Наука», 1965.

5. Р. С. Гутер, Б. В. Овчинский, П. Т. Резниковский, Программирование и вычислительная математика, М. изд-во «Наука», 1965.

6. Вычислительная техника, Справочник, т. I и II, под ред. Г. Д. Хаски и Г. А. Корна, пер. с английского, изд-во «Энергия», 1964.

7. Н. Р. Скотт, Техника аналоговых и цифровых вычислительных машин, пер. с английского, М. изд-во иностр. лит., 1963.



РАЗДЕЛ 25

РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ

СОДЕРЖАНИЕ

25-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Радиолокацией называется область радиотехники, использующая явления отражения и излучения электромагнитных волн различными объектами для обнаружения этих объектов, определения их пространственного положения (измерения координат) и выявления некоторых физических свойств.

Объекты радиолокационного наблюдения чрезвычайно разнообразны. К ним относятся, например, движущийся человек или животное, самолеты, корабли, гидрометеоры (дождь, снег, град, грозовые облака и т. д.), элементы земной и водной поверхности, космические тела, а также радиомаяки или другие излучающие радиолокационные устройства. Указанные объекты радиолокации обычно называют **целями**.

Радиотехнические устройства, предназначенные для решения указанных задач, называются **радиолокационными устройствами** (РЛУ) или радиолокационными станциями (РЛС).

РЛУ позволяют не только определять текущие координаты целей, но и измерять

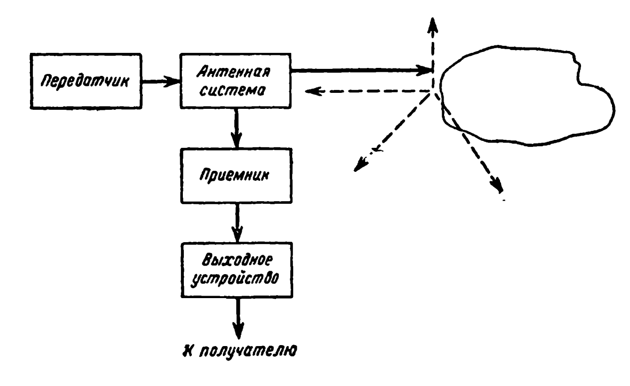


Рис. 25-1. Получение отраженных радиосигналов.

производные этих координат, находить траектории движения и предсказывать последующие положения целей по их предыдущим положениям. РЛУ используются для определения государственной принадлежности обнаруживаемых целей. С помощью РЛУ удалось получить целый ряд важных сведений о планетах солнечной системы — Венере, Меркурии, Марсе и Юпитере.

РЛУ работают на волнах длиной от нескольких миллиметров до нескольких метров. Средняя мощность их излучения колеблется от нескольких ватт до сотен и тысяч киловатт. Диапазон дальности действия РЛУ лежит в пределах от нескольких метров до миллионов километров.

Радионавигацией называется область радиотехники, охватывающая методы и средства, которые позволяют использовать радиоволны для ориентирования самолетов, космических и морских кораблей. Аппараты, используемые для этой цели, называются **радионавигационными устройствами** (РНУ) или радионавигационными системами (РНС).

Радионавигация обеспечивает возможность передвижения плавающих и летающих объектов по заданным маршрутам и траекториям. При этом с помощью взаимодействующих бортовых и наземных РНУ измеряются навигационные данные движущихся объектов (курс, абсолютная и относительная скорости, угол ветра, угол сноса), а также определяется местоположение этих объектов относительно наземных РНУ. РНУ позволяют автоматизировать процесс управления движущимся по заданной траектории летающим или плавающим объектом.

В радионавигации используются радиоволны самых различных диапазонов — от ультракоротких до средних волн. Ошибки определения местоположения движущихся объектов с помощью РНУ лежат в пределах от единиц метров до нескольких десятков километров.

Дальность действия РНС колеблется в пределах от нескольких сотен до нескольких тысяч километров.

Методы получения радиосигналов

В радиолокации и радионавигации необходимую информацию несут **радиосигналы**. Они могут быть получены тремя путями: во-первых, при облучении объекта наблюдения электромагнитной энергией и приеме отраженных (рассеянных) этим объектом радиоволн; во-вторых, путем излучения радиоволн, которые воздействуют на специальное приемо-передающее устройство (ретранслятор или ответчик) установленное на объекте наблюдения, и приема ретранслированных или ответных сигналов; в-третьих, при приеме собственного радиоизлучения объектов наблюдения.

Получение отраженных сигналов. Радиотехническое устройство (рис. 25-1) содержит передатчик, от которого высокочастотные колебания поступают к антенной системе и излучаются в пространство. Если

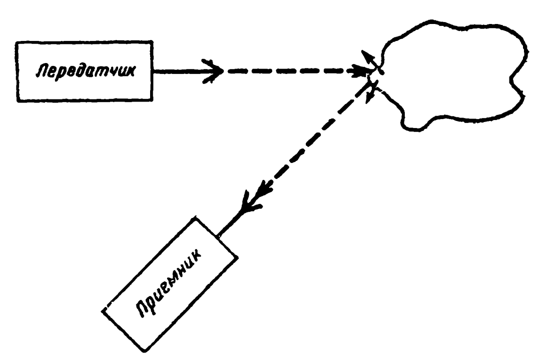


Рис. 25-2. Разнесенная радиолокационная система.

на пути распространяющейся волны имеется какое-либо тело (группа тел), электрические или магнитные свойства которого отличаются от свойств среды, то оно отражает радиоволны в различных направлениях. Часть отраженной энергии поступает в антенную систему радиотехнического устройства. В приемнике происходит усиление принятых колебаний, необходимое их преобразование и отфильтровывание помех. Из приемника электрические сигналы поступают к выходному устройству, которое выдает информацию об объектах наблюдения в виде, удобном для получателя.

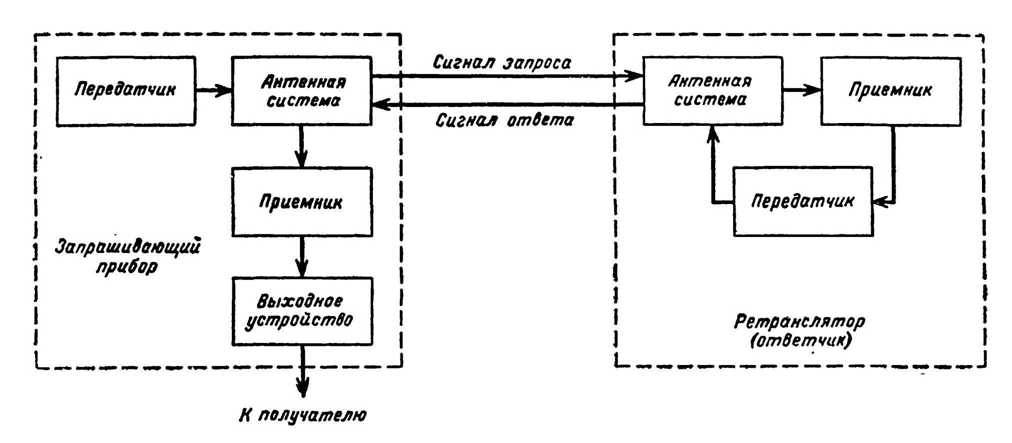


Рис. 25-3. Получение ретранслированных сигналов.

Передатчик, используемый для облучения объекта наблюдения, и приемник отраженных сигналов не всегда составляют единое устройство и располагаются в одной точке пространства. Иногда используют так называемые разнесенные системы, характеризующиеся тем, что облучение объектов наблюдений производится из одной точки пространства, а прием отраженных сигналов — в другой (рис. 25-2). Такие системы называют полуактивными системами.

Использование отраженных радиоволн является основным методом получения радиосигналов в радиолокации; некоторое применение этот метод находит и в радионавигации (радиовысотомеры, измерители путевой скорости). Отраженный сигнал несет наибольший объем сведений о самой цели. С его помощью можно определить дальность, угловые координаты, радиальную составляющую скорости движения цели, а также получить сведения о свойствах самой цели.

Получение ретрансляционных сигналов (рис. 25-3). При этом методе получения радиосигналов — использовании ретрансляторов или ответчиков — взаимодействуют два радиотехнических устройства, одно из которых посылает радиосигналы запроса и принимает ответные сигналы, а второе — формирует ответные сигналы. Подобные системы называют системами с активным ответом.

Ретранслятор срабатывает только при воздействии на него радиоволн, излученных запрашивающим прибором. Сигналы запроса поступают через антенную систему в приемник ретранслятора и анализируются там, а далее в передатчик идет команда на посылку ответного сигнала. Ответный сигнал принимается и анализируется в приемнике и в выходном устройстве запрашивающего прибора. Этот способ получения радиосигналов находит широкое применение в радионавигации, а также в радиолокации при наблюдении за «своими» (см. § 25-5, стр. 464) объектами, снабженными специальной радиоаппаратурой (самолеты, спутники, корабли и др.).

Использование собственного радиоизлучения цели. Этот метод получения радиосигналов может быть применен либо при наличии на объекте наблюдения работающего передатчика, либо при наличии контрастности теплового радиоизлучения цели и окружающего его фона. Излученные колебания от наблюдаемого объекта (рис. 25-4) принимаются радиотехническим устройст-

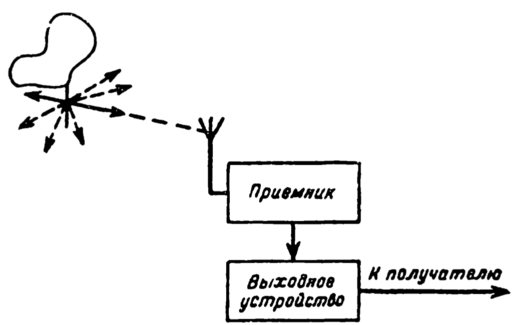


Рис. 25-4. Использование собственного излучения объекта.

вом, включающим антенну, приемник и выходное устройство.

Подобный метод получения радиосигналов применяется как в радиолокации (определение угловых координат передатчиков помех, наблюдение теплоконтрастных целей на поверхности Земли) и называется пассивной радиолокацией, так и в радионавигации (определение угловых координат радиомаяков, приводных радиостанций и др.). Однако этот метод дает наименьшую информацию о цели; он, как правило, не позволяет определить ни дальность цели, ни ее радиальную скорость.

Отражающие свойства целей

Способность различных целей отражать радиоволны характеризуется их эффек-

тивной отражающей площадью $\sigma_ц$. Под эффективной отражающей площадью цели понимают размер фиктивной площадки, которая, будучи расположена на месте цели перпендикулярно направлению падающей волны, переизлучая принятую мощность равномерно во все стороны, создает в точке приема ту же плотность потока мощности отраженного сигнала, что и реальная цель.

Если плотность потока мощности падающей волны у цели равна $S_{пад}$, а эффективная отражающая площадь цели $\sigma_ц$, то полная мощность облучения цели $P_{обл} = \sigma_ц S_{пад}$; плотность потока мощности отраженной волны при расстоянии r между целью и РЛС в точке приема будет *:

$$S_{отр} = \frac{\sigma_ц S_{пад}}{4\pi r^2}.$$

Эффективная отражающая площадь целей является величиной случайной, значение которой зависит от угла падения радиоволны на цель, свойств различных элементов цели, их пространственного расположения, мгновенного значения частоты колебаний и других факторов. Обычно отражающие свойства целей характеризуют средним значением их эффективной отражающей площади σ_0. В табл. 25-1 приведены цифры, позволяющие оценить порядок средних значений эффективной отражающей площади объектов [Л. 2, 4].

Таблица 25-1

Объект наблюдения	σ_0, $м^2$
Пассажирский теплоэлектроход	14 000
Грузовое судно	7 500
Транспортный самолет	До 50
Средний бомбардировщик	20
Самолет-истребитель	1—3
Человек	0,5—1
Головка баллистической ракеты	0,1—0,2
Квадратный метр земли, покрытый мелким лесом	10^{-3}—10^{-2}
Квадратный метр водной поверхности при угле падения меньше 30°	$2 \cdot 10^{-4}$—$2 \cdot 10^{-3}$
Кубический метр дождя интенсивностью 5 *мм/ч*	10^{-9}—10^{-7}

Основные характеристики РЛУ и РНУ

К основным показателям РЛУ и РНУ относятся: размеры области пространства, в которой осуществляется наблюдение целей, определение их координат и параметров движения; точность измерения координат целей и параметров их движения; разрешающая способность.

Дальность действия. Границы области наблюдения целей (зоны обзора) отдельной РЛС определяются тем, что в их пределах вероятность правильного обнаружения цели (см. т. 1, разд. 3) не меньше и вероятность ложной тревоги не больше

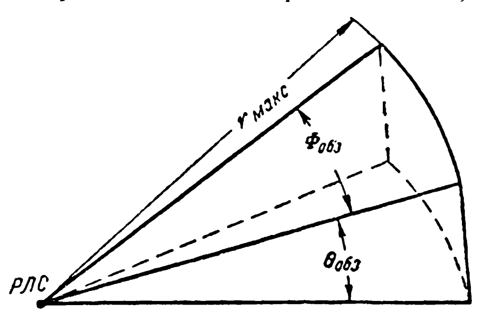


Рис. 25-5. Зона обзора РЛС.

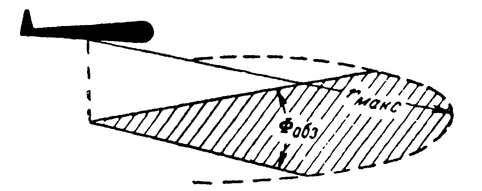


Рис. 25-6. Зона обзора самолетной РЛС.

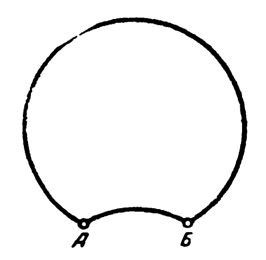


Рис. 25-7. Рабочая зона радионавигационной системы.

заданных значений. Зону обзора РЛС характеризуют тремя параметрами (рис. 25-5): максимальной дальностью обнаружения ($r_{макс}$), секторами обзора в горизонтальной ($\Phi_{обз}$) и вертикальной ($\theta_{обз}$) плоскостях. В некоторых случаях, например при наблюдении с самолета земной поверхности (см. рис. 25-6), зона обзора РЛС характеризуется только двумя параметрами — максимальной дальностью обнаружения и сектором обзора в горизонтальной плоскости.

В радионавигации под рабочей областью или рабочей зоной отдельного РНУ или системы понимают ту область пространства, в пределах которой навигационные измерения осуществляются с необходимой точностью. На рис. 25-7 приведена

* Предполагается, что мощность облучения цели равна переизлучаемой мощности. Реально имеющиеся потери энергии при отражении учитываются выбором значения $\sigma_ц$.

рабочая зона радиодальномерной навигационной системы, включающей две наземные станции *А* и *Б*. На границе зоны ошибка определения места движущегося объекта наблюдения достигает предельного значения, а внутри этой зоны — ошибка меньше предельного.

Дальность действия РЛУ и РНУ определяется в основном тремя факторами: условиями распространения радиоволн; возможностью обнаружения сигнала на фоне шумов (помех) с заданными вероятностными характеристиками; допустимой ошибкой определения координат или параметров движения объектов.

В радиолокации при использовании отраженных сигналов дальность действия устройства определяется возможностью обнаружения сигнала на фоне шумов приемника. Если принять эффективную отражающую площадь цели равной σ_0, требуемое значение коэффициента различимости $K_р$ (см. т. 1, разд. 3, стр. 133), импульсную мощность излучаемых колебаний $P_{изл}$, длительность принимаемых сигналов $\tau_с$ коэффициент усиления антенны при передаче $G_{пер}$, эффективную площадь антенны при приеме $A_э$ и спектральную плотность мощности шумов в приемнике (или их энергию) N_0, то максимальная дальность обнаружения цели радиолокационной станцией (по отраженным сигналам) с вероятностями правильного обнаружения $W_{п.о}$ и ложной тревоги $W_{л.т}$ будет равна [Л. 1]:

$$r_{макс} = \sqrt[4]{\frac{P_{изл}\,\tau_с\,G_{пер}\,A_э\,\sigma_0}{16\pi^2 K_р N_0}}. \qquad (25\text{-}1)$$

Эта формула справедлива в условиях свободного пространства. На рис. 25-8 приведены графики, позволяющие оценить уменьшение дальности РЛС вследствие поглощения ($r_{макс.п}$) при условии, что размеры участков с поглощением превышают дальность действия станции. Параметром кривых является коэффициент поглощения δ (см. т. 1, разд. 6).

При приеме прямого излучения объекта, передатчик которого характеризуется параметрами $P_{изл}$, $\tau_с$, $\sigma_{пер}$, максимальная дальность обнаружения сигналов в шумах равна:

$$r_{макс} = \sqrt{\frac{P_{изл}\,\tau_с\,G_{пер}\,A_э}{4\pi K_р N_0}}. \qquad (25\text{-}2)$$

При использовании ультракоротких волн дальность действия РЛУ и РНУ ограничивается кривизной земной поверхности и определяется пределами прямой видимости. Если радиолокатор *А* и цель *Б* расположены на высотах h_1 и h_2 над земной поверхностью (рис. 25-9), то при нормальной рефракции атмосферы предельная дальность радиотехнического взаимодействия определяется по формуле

$$r_{пр} = 4{,}12\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right), \qquad (25\text{-}3)$$

где h_1 и h_2 выражаются в метрах, а $r_{пр}$ — в километрах.

В тех случаях, когда дальность действия радиотехнических устройств, рассчитанная по формуле (25-1) или (25-2), превышает величину $r_{пр}$, реальная дальность наблюдения объектов определяется кривизной земли, т. е. определяется формулой (25-3).

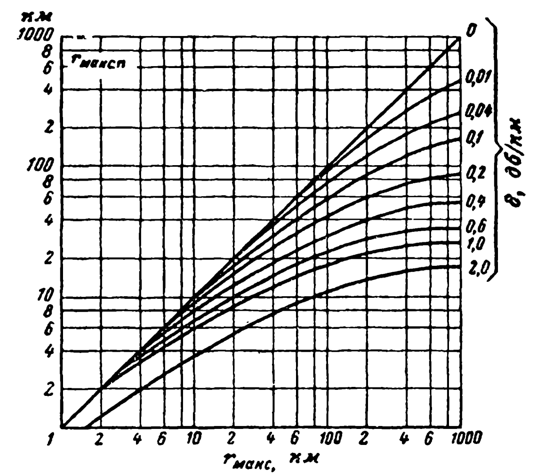


Рис. 25-8. Уменьшение дальности действия РЛС из-за поглощения.

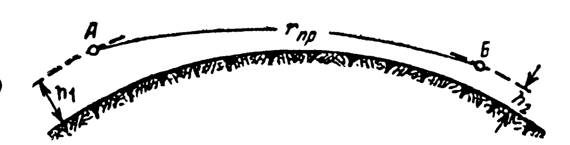


Рис. 25-9. К рассмотрению предельной дальности радиотехнических устройств.

Если же $r_{макс} < r_{пр}$, то реальная дальность действия рассчитывается по формуле (25-1) или (25-2).

При использовании средних волн дальность действия радиотехнического устройства зависит от времени суток (см. т. 1, разд. 6). Дальность действия коротковолновой аппаратуры также является функцией времени суток и длины волны.

В радионавигации дальность действия устройств и систем часто определяется необходимой точностью определения координат или параметров движения объектов. Если, например, допустимое значение линейной ошибки положения самолета равно $\Delta l_{доп}$, а реальная ошибка измерения угловой координаты навигационным устройством составляет $\Delta\varphi_{изм}$ (в радианах), то максимальная дальность действия определяется соотношением

$$r_{макс} = \frac{\Delta l_{доп}}{\Delta\varphi_{изм}}. \qquad (25\text{-}4)$$

Точность измерения. Точность измерения какой-либо величины характеризуют

среднеквадратичным значением случайной составляющей ошибки; систематическую составляющую обычно принимают равной нулю. Можно считать, что и в радиолокации, и в радионавигации результирующая среднеквадратичная ошибка измерения величины X складывается из трех составляющих:

$$\sigma(x)=\sqrt{\sigma^2_{расп}+\sigma^2_{пот}+\sigma^2_{ап}}, \quad (25\text{-}5)$$

где $\sigma_{расп}$ — составляющая ошибки из-за искривления траекторий распространения радиоволн;

$\sigma_{пот}$ — потенциальная составляющая ошибки, определяемая видом используемого радиосигнала и соотношением сигнал/шум на входе приемника; $\sigma_{ап}$ — аппаратурная составляющая ошибки, возникающая вследствие несовершенства измерительной аппаратуры и методов отсчета.

Среднеквадратичное значение потенциальной составляющей ошибки измерения дальности в оптимальном приемнике (см. т. 1, разд. 3, § 3-5) обратно пропорционально эффективной ширине спектра сигнала и корню квадратному из удвоенного отношения сигнал/шум

$$\sigma(r)_{пот}=\frac{c}{2\Delta f_э\sqrt{2R}}. \quad (25\text{-}6)$$

Здесь $R=E_c/N_0$ — отношение энергии сигнала (за время накопления) к спектральной плотности шума. Если, например, принимается пачка импульсных сигналов, то должна учитываться энергия всей пачки. Эффективная ширина спектра сигнала $\Delta f_э$ зависит от вида модуляции излучаемых колебаний. Для импульсных сигналов без внутренней модуляции она будет $\Delta f_э=k/\tau_и$, где $k=\sqrt{\pi}$ — для импульсов колокольной формы и $k\approx 1$ — для прямоугольных импульсов. Для импульсных сигналов без внутренней модуляции колокольной формы

$$\sigma(r)_{пот}\approx\frac{c\tau_и}{2\sqrt{2R}}. \quad (25\text{-}7)$$

Среднеквадратичное значение потенциальной составляющей ошибки измерения угловых координат обратно пропорционально пеленгационной чувствительности $S_п$ (см. § 25-3) и корню квадратному из удвоенного отношения сигнал/шум:

$$(\sigma_\varphi)_{пот}=\frac{1}{S_п\sqrt{2R}}. \quad (25\text{-}8)$$

В первом приближении крутизна пеленгационной характеристики численно равна относительному раскрыву антенны, т. е. a/λ; она обратно пропорциональна ширине диаграммы направленности на уровне половинной мощности θ в радианах:

$$S_п=\frac{a}{\lambda}=\frac{1}{\theta}, \quad (25\text{-}9)$$

где a — размер антенны в соответствующей плоскости.

В § 25-2 — 25-4 дополнительно оценивается влияние особенностей распространения и приема радиоволн, а в § 25-5, 25-7 — несовершенства аппаратуры на точность измерения координат.

Разрешающая способность. Разрешающая способность по параметру X может быть представлена таким образом:

$$\delta(X)=\delta(X)_{пот}+\delta(X)_{ап}. \quad (25\text{-}10)$$

Здесь $\delta(X)_{пот}$ — потенциальная составляющая разрешающей способности; $\delta(X)_{ап}$ — ухудшение разрешающей способности из-за несовершенства аппаратуры.

Потенциальное разрешение по дальности (см. разд. 3, § 3—4) определяется эффективной шириной спектра сигнала:

$$\delta(r)_{пот}=\frac{c}{2\Delta f_э}, \quad (25\text{-}11)$$

что для немодулированных прямоугольных импульсных сигналов приводит к формуле

$$\delta(r)_{пот}\approx\frac{c\tau_и}{2}. \quad (25\text{-}12)$$

Разрешающая способность по угловым координатам приближенно равна ширине луча по уровню половинной мощности

$$\delta(\varphi)_{пот}\approx\theta\approx\frac{\lambda}{a}. \quad (25\text{-}13)$$

В § 25-3 дополнительно рассматривается вопрос о потенциальном разрешении по угловым координатам в когерентных устройствах, а в § 25-7 оценивается влияние аппаратуры на разрешающую способность.

Точность определения местоположения целей

Как РЛУ, так и РНУ позволяют измерять порознь те или иные координаты целей и их радиальную скорость. Для решения же практических задач (самолетовождения, кораблевождения и т. д.) нужно определять пространственное положение целей, являющееся функцией координат.

Плоская картина расположения целей характерна при определении положения наземных и морских целей наземными же радиосредствами, а также при взаимодействии наземных РЛС с летальными аппаратами, высота которых h много меньше дальности r до объектов наблюдения ($h\ll r$).

Одним из основных методов определения местоположения целей является нахождение точки пересечения линий положения каждой цели. *Линия положения* является геометрическим местом точек, характеризующихся постоянством какой-либо координаты или параметра движения цели. Примерами линий положения являются прямые постоянных углов и окружности заданных радиусов, проведенные из точек наблюде-

ния. Для определения положения цели на плоскости нужно иметь две пересекающиеся линии положения. Например, достаточно одновременно измерить угловые координаты цели или ее дальности из двух разнесенных точек, или одновременно измерить дальность цели и ее угловую координату из одной точки наблюдения.

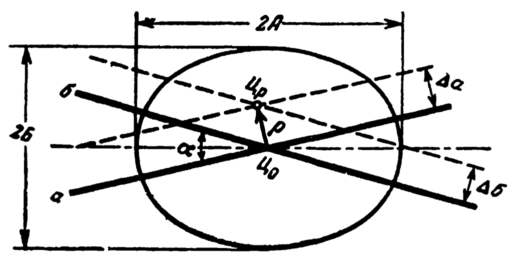


Рис. 25-10. Эллипс ошибок на плоскости.

На небольшом участке любую линию положения можно представить отрезком прямой, поэтому можно считать, что положение цели на плоскости определяется пересечением отрезков двух прямых *а* и *б* (рис. 25-10). Положение каждой из линий определяется с ошибкой. Эти случайные ошибки представлены отрезками (Δa и $\Delta б$). Расчетное местоположение цели характеризуется точкой $Ц_р$, а истинное — точкой $Ц_о$; расстояние между ними равно ρ:

$$\rho = \frac{\sqrt{\Delta a^2 + \Delta б^2 \pm 2\Delta a \Delta б \cos\alpha}}{\sin\alpha}, \qquad (25\text{-}14)$$

где α — угол между отрезками линии положения.

Если распределение ошибок измерения линий положения подчинено нормальному закону со среднеквадратичными значениями ошибок $\sigma_а$ и $\sigma_б$, то распределение точек измеренных положений вокруг истинного ($Ц_о$) на плоскости подчиняется двухмерному нормальному закону распределения. Линии равной поверхностной плотности вероятности представляют собой эллипсы, площадь которых равна:

$$S_э = \frac{2\pi\sigma_а\sigma_б}{\sin\alpha}\left[-\ln(1-P_э)\right], \qquad (25\text{-}15)$$

а главные полуоси (см. рис. 25-10)

$$A = \frac{\sqrt{-\ln(1-P_э)}\,\sqrt{\sin 2\varepsilon}}{\sqrt{1 \pm \sqrt{1-\sin^2\alpha\sin^2 2\varepsilon}}} \times \sqrt{2\sigma_а\sigma_б}; \qquad (25\text{-}16)$$

$$Б = \frac{\sqrt{-\ln(1-P_э)}\,\sqrt{\sin 2\varepsilon}}{\sqrt{1 \mp \sqrt{1-\sin^2\alpha\sin^2 2\varepsilon}}} \times \sqrt{2\sigma_а\sigma_б}. \qquad (25\text{-}17)$$

Здесь $P_э$ — вероятность расположения измеренной точки в пределах данного эллипса;

$$\varepsilon = \operatorname{arctg}\frac{\sigma_а}{\sigma_б}.$$

Значения члена $\sqrt{-\ln(1-P_э)}$ характеризуются графиком на рис. 25-11.

Часто точность измерения положения цели оценивают кругом, радиус которого равен среднеквадратичному значению ошибки положения

$$\rho_\sigma = \frac{1}{\sin\alpha}\sqrt{\sigma_а^2+\sigma_б^2}. \qquad (25\text{-}18)$$

Вероятность попадания точки с измеренными координатами в этот круг равна 0,63—0,67; она зависит от соотношения составляющих ошибок $\sigma_а$ и $\sigma_б$.

Для определения положения цели в трехмерном пространстве необходимо найти точку пересечения трех линий положений. Достаточно одновременно измерить три угловые координаты цели из трех точек (например, из двух точек измеряется азимут, а из третьей — угол места *) или три дальности цели.

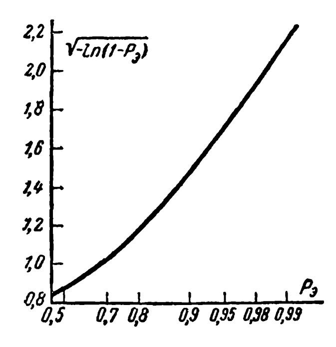


Рис. 25-11. К определению полуосей эллипса ошибок.

В радиолокации наиболее употребительно определение пространственного положения цели путем одновременного измерения ее угловых координат и дальности. Если измерения проводятся из одной точки (место расположения РЛС), дальность цели равна r, среднеквадратичные значения ошибок измерения дальности, азимута и угла места равны соответственно σ_r, σ_φ и σ_θ, то среднеквадратичное значение ошибки места цели будет равно:

$$\rho_\sigma = \sqrt{\sigma^2(r) + r^2\sigma^2(\varphi) + r^2\sigma^2(\theta)}. \qquad (25\text{-}19)$$

Интегральный закон распределения модуля ошибки места (т. е. вероятность того, что

* Углом места называется угол, лежащий в вертикальной плоскости и заключенный между линией радиотехническое устройство — цель и проекцией этой линии на горизонтальную плоскость.

ρ не превысит наперед заданного значения x) располагается между нормальным законом (сплошная) и законом Максвелла (пунктирная линия на рис. 25-12). Из этого графика можно видеть, что с очень большой вероятностью ($P>0{,}95$) модуль ошибки не превысит удвоенное среднеквадратичное значение — $2\rho_\sigma$. Поэтому часто $2\rho_\sigma$ считают мерой точности определения пространственного положения цели РЛС.

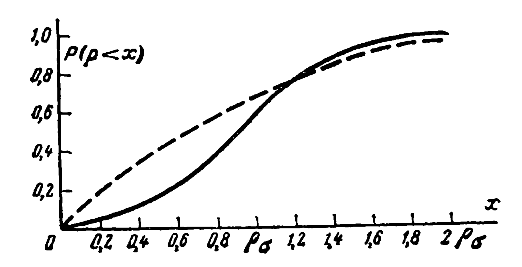


Рис. 25-12. Интегральный закон распределения значений модуля ошибки места.

25-2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

Возможность измерения дальности объектов наблюдения (т. е. расстояния по прямой между целью и радиотехническим устройством) основывается на постоянстве скорости и прямолинейности распространения радиоволн *. С учетом этого время распространения радиоволн t_r от радиотехнического устройства до цели и обратно связано с дальностью цели r очевидным соотношением

$$t_r = \frac{2r}{c} \qquad (25\text{-}20)$$

или

$$r = \frac{ct_r}{2}, \qquad (25\text{-}21)$$

где c — скорость распространения радиоволн, принимаемая равной 300 000 *км/сек*. Для определения дальности нужно измерить время t_r, называемое обычно **временем запаздывания** принимаемого сигнала относительно излученных колебаний. Так, например, времени запаздывания в 1 *мксек* соответствует дальность цели 150 *м*, в 1 *сек* — 150 000 *км*.

Методы определения дальности подразделяются на **амплитудные**, **частотные** и **фазовые** в зависимости от того, какой параметр принимаемых сигналов играет основную роль при измерении времени запаздывания.

* Ниже будет показано, что измерение дальности целей может быть основано также на использовании зависимости между дальностью цели и амплитудой отраженного от нее сигнала.

Точность измерения дальности может быть оценена по формуле (25-5), а потенциальная составляющая ошибки определяется формулами (25-6) и (25-7). В реальных условиях траектории распространения радиоволн несколько искривлены и скорость распространения непостоянна. Это приводит к возникновению ошибок при определении дальности объектов. Скорость распространения радиоволн вдоль земной поверхности изменяется случайным образом в зависимости от метеоусловий. Можно считать, что отношение среднеквадратичного значения изменения скорости распространения $\sigma(v)$ к ее среднему значению ($v_{ср}$) равно:

$$\frac{\sigma(v)}{v_{ср}} \approx 5\cdot 10^{-5}.$$

Это соответствует среднеквадратичной ошибке определения дальности 5 *м* на каждые 100 *км*.

При «нормальных» атмосферных условиях для высот менее 30 *км* ошибка измерения дальности вследствие искривления траектории радиоволн в вертикальной плоскости достигает 60 *м*. Эта ошибка в принципе является систематической, так как при известном распределении температуры, давления и влажности воздуха по высоте можно вычислить реальную траекторию радиоволн и определить поправку к измеренной дальности цели. Но так как точные данные о физических параметрах воздуха обычно отсутствуют и нет точных сведений о высоте и угле места цели, то рассмотренную ошибку определения дальности можно считать случайной, равномерно распределенной в диапазоне $\Delta r_{макс}$—$\Delta r_{мин}$, где $\Delta r_{макс}$ — максимальное значение ошибки, а $\Delta r_{мин}$ — ее минимальное значение. Среднеквадратичное значение ошибки будет равно [Л. 2] (при $\Delta r_{мин}=0$):

$$\sigma(r) = \frac{\Delta r_{макс} - \Delta r_{мин}}{2\sqrt{3}} \approx 17 \text{ м}.$$

Ошибки определения дальности возникают также вследствие искривления траектории радиоволн и в ионосфере. Эти ошибки зависят от высоты h и угла места θ цели, а также от частоты излучения f радиоволн.

Имеющиеся данные показывают, что для волн сантиметрового диапазона значения ошибки измерения дальности из-за влияния ионосферы ничтожно малы. В дециметровом диапазоне ошибки становятся заметными и существенно возрастают в области метровых волн. Абсолютные значения ионосферных ошибок измерения дальности характеризуются графиками [Л. 1], приведенными в верхней части рис. 25-13. На этом рисунке ордината (значение ошибки) равна $\Delta r \dfrac{f^2}{f_0^2}$, где f — частота излучаемых колебаний; f_0 — плазменная частота ионосферы — величина, которая характеризует концентрацию свободных электронов; она

имеет размерность частоты и равна приблизительно 3—12 *Мгц*. В нижней части рис. 25-13 приведены графики, позволяющие оценить дальность целей, характеризуемых указанными в верхней части рисунка значениями высоты и угла места.

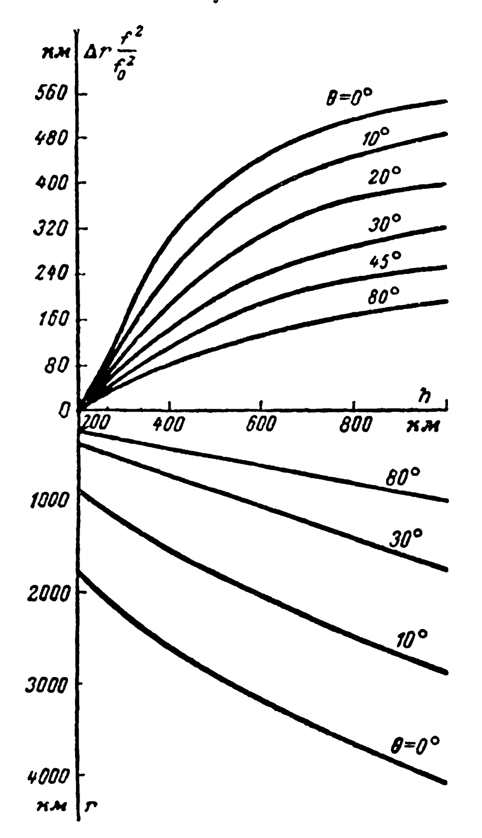


Рис. 25-13. Ионосферные ошибки измерения дальности.

θ — угол места цели; *h* — высота цели; *r* — дальность цели.

Ошибки измерения дальности вызываются, кроме того, случайными неоднородностями, образующимися в атмосфере. Если размер неоднородности L, длина пути, проходимого волной в неоднородной среде r, и дисперсия коэффициента преломления $\overline{\alpha^2}$, то среднеквадратичная ошибка измерения дальности (от этой причины) может быть оценена по формуле [Л. 1]

$$\sigma(r) = 1{,}3\sqrt{\overline{\alpha^2}\, Lr}\,. \qquad (25\text{-}22)$$

Как правило, эта составляющая ошибки измерения дальности очень мала. Так, например, при $r=600$ *км*, $L=200$ *м* и типовом значении дисперсии $\overline{\alpha^2}=10^{-10}$ ошибка измерения дальности составляет 15 *см*.

Суммарная ошибка измерения вычисляется как корень квадратный из суммы квадратов всех составляющих.

Разрешающая способность по дальности определяется формулой (25-10); потенциальная составляющая оценивается по формулам (25-11) и (25-12).

Амплитудные методы

Амплитудные методы измерения дальности, как правило, основываются на оценке времени распространения амплитудно-модулированных радиоволн до цели и обратно путем регистрации моментов характерных изменений амплитуды излученных колебаний и принимаемых сигналов *. Из различных видов амплитудной модуляции колебаний наиболее употребительной является импульсная.

Импульсное дальномерное устройство (рис. 25-14). Передатчик генерирует радиоимпульсы длительностью τ с периодом повторения T. Антенный переключатель (АП) подсоединяет антенну к передатчику на время генерации (τ) и к приемнику — на остальное время. Принятые сигналы от приемника поступают к выходному устройству, в котором происходит измерение времени запаздывания t_r. В качестве выходного устройства в схеме используется электроннолучевая трубка с амплитудной отметкой и линейной во времени горизонтальной разверткой. Схема развертки запускается импульсами синхронизатора одновременно с передатчиком.

Положение принятых импульсных сигналов на экране трубки (рис. 25-15) позволяет определить дальность цели. Расстояние отметки от начала развертки равно $l=t_r V_{\text{раз}}$, где $V_{\text{раз}}$ — скорость развертки, поэтому [см. формулу (25-21)]

$$r = \frac{cl}{2V_{\text{раз}}}\,. \qquad (25\text{-}23)$$

Интервал однозначного измерения дальности определяется периодом следования излучаемых импульсов

$$\Delta r_{\text{одн}} \approx \frac{cT}{2}\,. \qquad (25\text{-}24)$$

Если время запаздывания отраженного сигнала окажется несколько больше периода следования импульсов передатчика, то с помощью индикатора можно оценить лишь разность $\Delta t = t_r - T$. Следовательно, измеренная дальность будет равна $\Delta r = \Delta tc/2$, в то время как действительная дальность цели составляет $r = t_r c/2$.

К достоинствам импульсных дальномеров можно отнести:

возможность использования в станции одной антенны;

простоту собственно измерительного устройства (чаще всего электроннолучевая трубка с амплитудной или яркостной отметкой);

* Ниже рассматривается метод измерения, основанный на непосредственной зависимости амплитуды отраженного сигнала от дальности цели.

удобство одновременного измерения дальности многих целей;

относительную простоту получения высокой разрешающей способности по дальности;

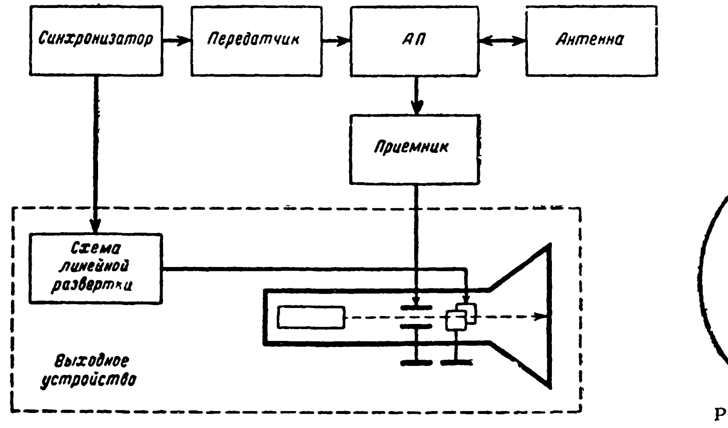


Рис. 25-14. Схема импульсного дальномерного устройства.

Рис. 25-15. К измерению дальности импульсным методом.

отсутствие помех приему со стороны передатчика, так как процессы излучения и приема колебаний разнесены во времени.

К основным недостаткам импульсных дальномеров относятся:

необходимость использования передатчиков с большими импульсными мощностями;

невозможность измерения малых дальностей (минимальная измеряемая дальность определяется длительностью излучаемых импульсов и временем протекания переходных процессов в антенном переключателе; она составляет сотни и даже тысячи метров).

Потенциальная составляющая ошибки измерения при импульсном методе характеризуется десятками или сотнями метров. Так, например при $\tau = 1$ *мксек* и отношении сигнал/шум $R = 10$

$$\sigma(r)_{пот} \approx \frac{c\tau}{2\sqrt{2R}} = 35 \text{ м}.$$

Для уменьшения потенциальной ошибки при использовании относительно длинных импульсов в радионавигационных дальномерных системах применяют **амплитудно-фазовый метод измерения дальности**. Его суть состоит в том, что вначале грубое измерение времени запаздывания осуществляется по импульсной огибающей сигналов, а затем производится уточнение дальности фазовым методом (см. § 25-2) по высокочастотному заполнению. В результате точность измерения достигает нескольких метров.

Для повышения разрешающей способности и точности по дальности в радиолокационных импульсных дальномерах применяют **внутриимпульсную частотную или фазовую модуляцию** (см. разд. 3, § 3—4). Оптимальная обработка принятых сигналов, имеющих длительность τ, позволяет уменьшить длительность выходных сигналов приемника в $K_{сж}$ раз

$$\tau_{вых} = \frac{\tau}{K_{сж}} \qquad (25\text{-}25)$$

и во столько же раз повысить потенциальные разрешающую способность и точность станции. При использовании частотной модуляции

$$K_{сж} = \Delta f_м \tau, \qquad (25\text{-}26)$$

где $\Delta f_м$ — девиация частоты за время импульса.

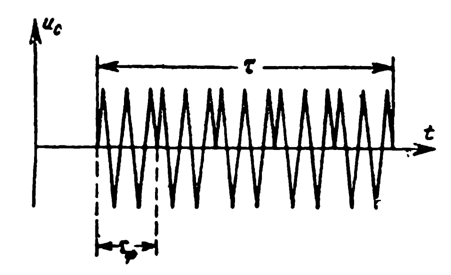


Рис. 25-16. Фазоманипулированный сигнал u_c.

Для фазовой манипуляции

$$K_{сж} = \frac{\tau}{\tau_ф}, \qquad (25\text{-}27)$$

где $\tau_ф$ — протяженность элемента сигнала с постоянной начальной фазой (рис. 25-16).

Дальномерное устройство с непрерывным излучением (рис. 25-17). Амплитудный метод измерения дальности может быть применен и при непрерывном излучении. Представляет, например, интерес радиолокационный дальномер, в котором незатухающие колебания модулированы по амплитуде шумоподобным напряжением (рис. 25-17). Шумоподобное напряжение $u_м$ от модулятора поступает к генератору высокой частоты (ГВЧ). Модулированные колебания излучаются в пространство. Отраженный сигнал через приемную антенну подводится к приемнику, где выделяется огибающая принятого сигнала. От приемника напряжение $u_{пр}$ поступает к одному из входов коррелятора (см. т. 1, разд. 3, § 3-3). К другому входу подводится напряжение, пропорциональное модулирующему $ku_м$ и смещенное с помощью регулируемой линии задержки на время $t_з$. В корреляторе напряжения перемножаются и результат перемножения суммируется за некоторое время наблюдения $T_н$:

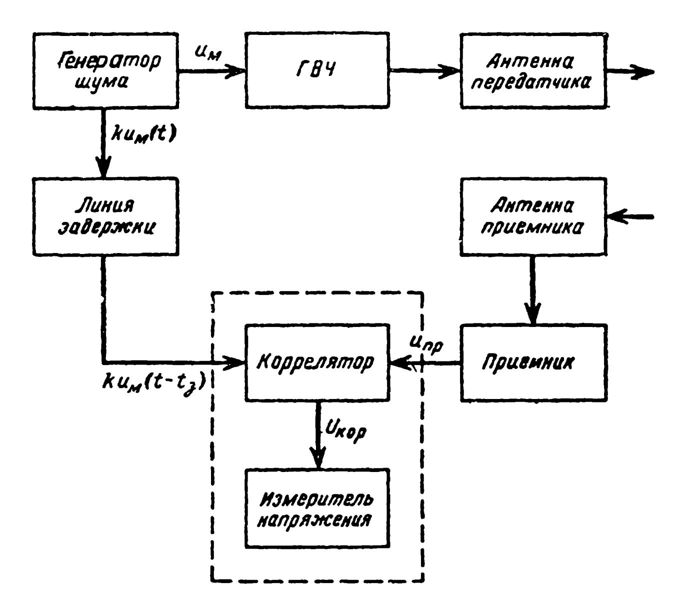


Рис. 25-17. Схема дальномерного устройства с непрерывным излучением.

$$U_{кор} = \int_0^{T_н} u_{пр}(t)\, ku_м(t - t_з)\, dt =$$

$$= \int_0^{T_н} k_1 u_м(t - t_r)\, ku_м(t - t_з)\, dt, \qquad (25\text{-}28)$$

так как

$$u_{пр}(t) = k_1 u_м(t - t_r).$$

Выходное напряжение коррелятора $U_{кор}$ поступает к измерителю напряжения (например, стрелочный прибор). Если плавно менять задержку $t_з$, то выходное напряжение будет претерпевать изменения (рис. 25-18), достигая максимума при $t_з = t_r$ (t_r — запаздывание отраженного сигнала); чем больше время наблюдения $T_н$, тем острее и выше этот максимум.

Для измерения времени запаздывания сигнала нужно плавно (и достаточно медленно) изменять время задержки модулирующего напряжения ($t_з$) и зафиксировать момент максимума выходного напряжения. При этом $r = ct_з/2$.

Потенциальные характеристики точности и разрешения по дальности при использовании сигнала любой формы определяются спектром излучаемых колебаний [см. формулы (25-6), (25-11)].

При решении некоторых частных задач определение дальности цели основывается на использовании зависимости амплитуды отраженного сигнала от расстояния между

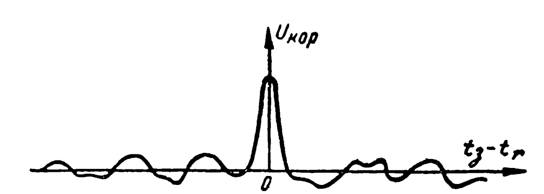


Рис. 25-18. Выходное напряжение коррелятора.

РЛУ и целью. Известно, что мощность отраженного сигнала, поступающего на вход приемника РЛС, обратно пропорциональна четвертой степени дальности цели

$$P_{пр} = \frac{k}{r^4}, \qquad (25\text{-}29)$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров РЛУ, затухания энергии радиоволн в среде и характеристик самой цели. Значения этого коэффициента могут изменяться в очень широких пределах.

Рассматриваемый метод оценки дальности применяется в радиовзрывателях авиационных ракет [Л. 3]. При решении этой конкретной задачи поглощением энергии в среде можно пренебречь вследствие малости расстояний; отражающие свойства целей, а также углы, под которыми осуществляются атаки целей, можно считать приблизитель-

но постоянными. При этом значение коэффициента k поддается оценке и измерение мощности на входе или выходного напряжения приемника позволяет более или менее точно определить дальность цели. В радиовзрывателях, как правило, непрерывного измерения выходного напряжения приемника не производят, а фиксируют достижение им некоторого конкретного («порогового») значения, соответствующего заданной дальности, при котором осуществляется подрыв боевого заряда ракеты.

Частотные методы

Частотный метод определения дальности основан на использовании частотной модуляции излучаемых непрерывных колебаний; время запаздывания определяется путем измерения разности частот излучаемых колебаний и отраженного сигнала.

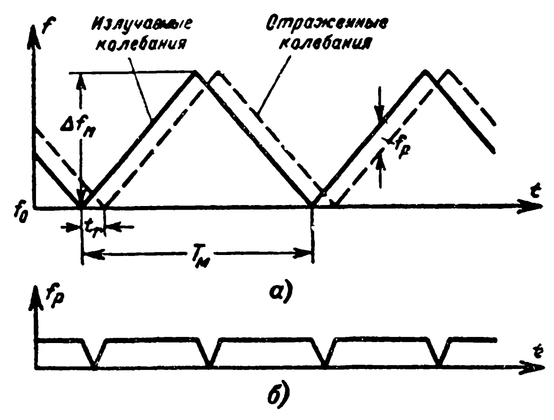


Рис. 25-19. К частотному методу измерения дальности.

$\Delta f_{м}$ — девиация частоты; $T_{м}$ — период модуляции по частоте; t_r — запаздывание отраженного сигнала.

На рис. 25-19, *а* показано изменение частоты излучаемых колебаний по симметричному пилообразному закону (сплошная линия). Частота колебаний после отражения от цели будет характеризоваться таким же графиком, но смещенным вправо по оси времени на t_r (пунктирная линия на рис. 25-19, *а*). Рисунок 25-19, *б* иллюстрирует изменение разностной частоты; если $t_r \ll T_м$, то разностную частоту можно считать практически постоянной. При условии, что время запаздывания много меньше периода модуляции частоты, а также что сама разностная частота $f_р$ много больше частоты модуляции $F_м = 1/T_м$, с достаточной точностью справедлива формула

$$f_р = \frac{4F_м \Delta f_м}{c} r, \qquad (25\text{-}30)$$

т. е. разностная частота и дальность цели связаны линейной зависимостью. Из (25-30) получим:

$$r = \frac{cf_р}{4F_м \Delta f_м}. \qquad (25\text{-}31)$$

Интервал однозначного измерения дальности определяется периодом частотной модуляции $T_м$ и обычно принимается

$$\Delta r_{одн} = \frac{1}{8} cT_м. \qquad (25\text{-}32)$$

Частотное дальномерное устройство приведено на рис. 25-20. Частотно-модулированные колебания излучаются антенной передатчика; небольшая часть мощности зондирующего сигнала поступает в приемник. Эта часть сигнала используется в качестве опорного напряжения при выделении разностной частоты в смесителе. Принятые приемной антенной сигналы также подводятся к смесителю приемника. Образовавшиеся после смесителя колебания разностной частоты усиливаются, ограничиваются по амплитуде и поступают в анализатор частоты. Анализатор может быть *одноканальным* или *многоканальным*. В первом случае он может представлять собой одиночный фильтр с полосой пропускания $\Delta F_ф$ и какое-либо сигнальное устройство, например измеритель напряжения. В процессе измерения фильтр должен перестраиваться в диапазоне разностных частот. При попадании сигнала в полосу фильтра (что фиксируется измерителем выходного напряжения) по частоте настройки фильтра судят о разностной частоте, а следовательно, о дальности цели.

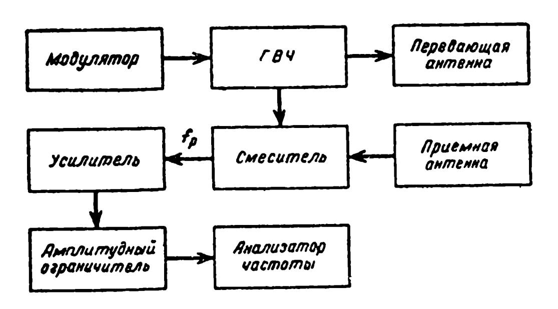


Рис. 25-20. Схема частотного дальномерного устройства.

Одноканальный анализатор характеризуется простотой устройства. Серьезный недостаток дальномера с одноканальным анализатором состоит в большом времени анализа наличия целей по всему диапазону дальностей.

Многоканальный анализатор включает набор фильтров, перекрывающих весь диапазон разностных частот. Если полоса пропускания отдельного фильтра $\Delta F_ф$, а диапазон частот составляет $(f_р)_{макс} - (f_р)_{мин}$,

то необходимое число фильтров, а следовательно, и каналов равно:

$$n_ф = \frac{(f_р)_{макс} - (f_р)_{мин}}{\Delta F_ф}. \qquad (25\text{-}33)$$

Многоканальный анализатор более сложен и громоздок, но он позволяет анализировать весь диапазон дальности одновременно.

Наличие нескольких целей на разной дальности приведет к одновременному появлению на выходе смесителя нескольких сигналов с различными разностными частотами. При использовании линейной частотной модуляции каждой цели будет соответствовать определенная разностная частота; кроме того, на выходе смесителя будут образовываться и комбинационные частоты. Однако если имеет место значительное превышение опорного напряжения над напряжением входных ответных сигналов, то амплитуды комбинационных частот будут очень малы и их можно не принимать во внимание, а считаться с наличием только основных разностных частот.

При условии, что спектр излучаемых колебаний более узок, чем полоса фильтра (а так практически и бывает), потенциальные составляющие точности измерения и разрешающей способности по дальности частотного дальномера определяются шириной полосы пропускания отдельного фильтра.

Разрешающая способность равна:

$$\delta(r)_{пот} = \frac{c\Delta F_ф}{4F_м \Delta f_м}. \qquad (25\text{-}34а)$$

Потенциальная точность может быть оценена следующим образом. При попадании сигнала в полосу пропускания одного из фильтров частота сигнала принимается равной резонансной частоте фильтра. С одинаковой вероятностью реальное значение средней частоты сигнала может лежать в любой точке в пределах полосы пропускания, поэтому среднеквадратичное значение ошибки при этом будет равно:

$$\sigma(r)_{пот} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{c\Delta F_ф}{4F_м \Delta f_м}. \qquad (25\text{-}34б)$$

Все сказанное выше относилось к измерению дальности целей, неподвижных относительно измерительного устройства.

Если цель движется, то смещение частоты отраженного сигнала за счет эффекта Допплера (см. 420) приводит к возникновению дополнительной ошибки определения дальности: разностная частота на выходе смесителя будет содержать как составляющую, зависящую от дальности цели, $f_р$, так и неизвестную допплеровскую составляющую $f_{доп}$*. В течение первой половины периода частотной модуляции результирующее значение разностной частоты равно разности указанных составляющих $f'_р = f_р - f_{доп}$, а во вторую половину — их сумме: $f''_r = f_р + f_{доп}$. Указанное положение иллюстрируется рис. 25-21, *а*, где график,

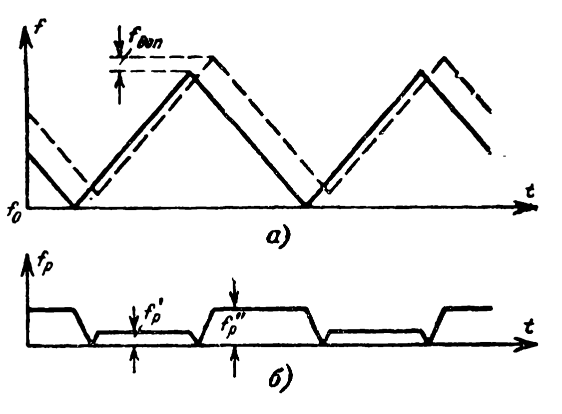


Рис. 25-21. К влиянию эффекта Допплера при частотном методе измерения дальности.

характеризующий частоту отраженных сигналов, смещен вверх на допплеровскую частоту $f_{доп}$. Если осуществлять раздельное измерение разностной частоты за каждую половину периода модуляции (см. рис. 25-21, *б*), то можно определить и расчетное значение разностной частоты (дальность) и допплеровское смещение (т. е. скорость цели):

$$f_р = \frac{f'_р + f''_р}{2}; \qquad (25\text{-}35)$$

$$f_{доп} = \frac{f''_р - f'_р}{2}. \qquad (25\text{-}36)$$

Сложность подобных устройств пока исключает их практическое применение.

Точность измерения дальности снижается вследствие случайных изменений пределов частотной модуляции ($\Delta f_м$) и значения частоты модуляции ($F_м$); соответствующие погрешности составляют 2—3% измеряемой величины.

К основным достоинствам частотных дальномеров относятся возможность измерения очень малых дальностей (до десятков сантиметров) и возможность использования передатчиков малой мощности (как у всех станций с непрерывным излучением).

Основные недостатки: необходимость использования либо двух антенн, либо сложного устройства для разделения излучаемых и принимаемых колебаний (как у всех станций с непрерывным излучением); ухудшение чувствительности приемника вследствие просачивания в приемный тракт излучения передатчика, которое подвержено случайным изменениям (как у всех станций с непрерывным излучением); высо-

* При движении цели относительно источника облучающих ее радиоволн частота принимаемых отраженных сигналов имеет допплеровский частотный сдвиг относительно частоты излучаемых колебаний. Допплеровский сдвиг равен удвоенному отношению радиальной скорости цели к длине волны излучаемых колебаний.

кие требования к линейности изменения частоты при необходимости одновременного наблюдения нескольких целей.

Частотный метод измерения дальности находит применение в самолетных высотомерах малых высот. В этом случае имеется только одна хорошо отражающая цель — земная поверхность, что позволяет применить в высотомере наиболее просто реализуемый закон модуляции — синусоидальный. Если изменения частоты излучаемых колебаний подчинены синусоидальному закону, то и разностная частота также изменяется по синусоидальному закону. Однако при наличии только одной цели среднее значение разностной частоты однозначно связано с дальностью

$$|f_р|_{ср} = \frac{4F_м \Delta f_м}{c} r. \qquad (25\text{-}37)$$

При этом в качестве измерителя частоты в высотомерах используются счетчики импульсов, которые отличаются, во-первых, простотой, и, во-вторых, тем, что позволяют измерить среднее значение разностной частоты. Для повышения точности работы, в частности для устранения влияния паразитной амплитудной модуляции сигнала, в высотомерах применяют балансные смесители.

Фазовые методы

Фазовые методы основаны на измерении разности фаз излучаемых колебаний и принятых отраженных радиосигналов.

Фазовое дальномерное устройство (рис. 25-22). Генератор создает незатухающие колебания, которые излучаются в пространство. Принимаемые отраженные сигналы после усиления поступают к ф а з о в о м у д е т е к т о р у, где происходит сравнение фаз излучаемых и принятых колебаний. Выходное напряжение фазового детектора оценивается с помощью измерителя.

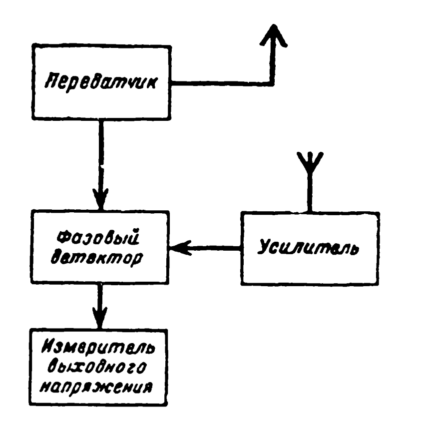


Рис. 25-22. Схема простейшего фазового дальномера.

Разность фаз колебаний будет равна:

$$\Delta\psi = \frac{4\pi r}{\lambda} - \psi_{отр} - \psi_0, \qquad (25\text{-}38)$$

где $4\pi r/\lambda$ — изменение фазы при распространении волн от РЛС до цели и обратно; $\psi_{отр}$ — фазовый сдвиг, образующийся при отражении волны от цели; ψ_0 — фазовый сдвиг в цепях дальномера; его можно считать известным, так как он поддается измерению и может быть учтен; λ — длина волны излучаемых колебаний.

Как видно из (25-38), фазовый сдвиг пропорционален дальности цели, и в принципе метод позволяет измерять дальность. Однако в радиолокации этот метод применения не находит, так как, во-первых, в формулу (25-38) входит неизвестная случайная величина $\psi_{отр}$ и, во-вторых, очень мал диапазон однозначного измерения дальности. Если диапазон однозначного измерения фазы (при отсутствии слежения по фазе) принять равным π, то из формулы (25-38) вытекает, что диапазон однозначного измерения дальности

$$\Delta r_{одн} = \frac{\lambda}{4} \qquad (25\text{-}39)$$

в радиолокации не превышает нескольких метров.

Рассмотренный метод находит применение в радионавигации, где используются прямые сигналы ретрансляторов, начальная фаза которых жестко связана с фазой излучаемых колебаний (отсутствует случайная величина $\psi_{отр}$); кроме того, устраняется неоднозначность измерения путем предварительной оценки расстояния по огибающей импульсного сигнала (см. § 25-9). При использовании комбинированного метода оператор, получив отсчет дальности импульсным методом с ошибкой Δr, может установить приближенное значение фазы опорного напряжения, подводимого к фазовому детектору. Выходное напряжение детектора будет определять поправку к измеренному ранее значению дальности, что позволит существенно снизить результирующую ошибку измерения. Если выполнено условие $\Delta r < \Delta r_{одн}$, где Δr — ошибка измерения дальности амплитудным методом, $\Delta r_{одн}$ — диапазон однозначного измерения дальности фазовым методом, то разность фаз опорного и сигнального напряжений, не превысит π и будет достигнута однозначность отсчета при использовании фазового метода. Если, например, применяются волны длиной 100 *м*, то работоспособность комбинированной системы достигается при $\Delta r < 25$ *м*.

Фазовый дальномер с модуляцией по амплитуде (рис. 25-23). Высокочастотные колебания (ω_0) модулируются низкой частотой $\Omega = 2\pi c/\Lambda_1$, на которой осуществляется измерение фазового сдвига излучаемых и принимаемых колебаний. Частота ω_0 играет лишь роль переносчика информации. Этот метод используют в радионавигации; его можно применить и в радиолокации, так как изменение фазы частоты Ω при отраже-

нии радиоволн от цели можно сделать пренебрежимо малым.

Разность фаз опорного и сигнального напряжений на частоте Ω пропорциональна дальности цели

$$\Delta\psi = \frac{2\Omega r}{c} = \frac{4\pi r}{\Lambda_1}$$

или

$$r = \frac{c\Delta\psi}{2\Omega}. \qquad (25\text{-}40)$$

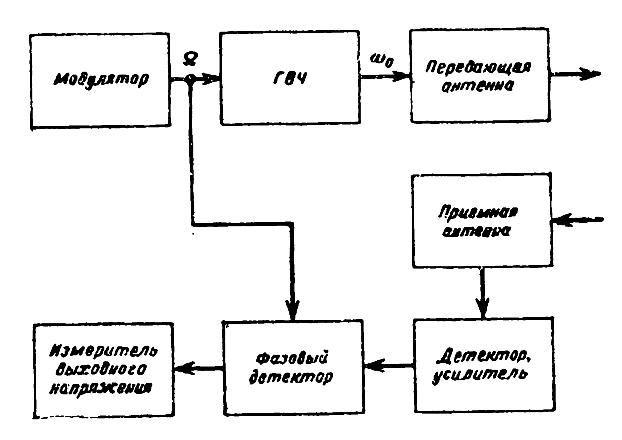


Рис. 25-23. Схема фазового дальномера. с модуляцией по амплитуде.

В формулу (25-40) не входит аппаратурный фазовый сдвиг, который учитывается при градуировке фазометрического устройства. Частоту Ω выбирают, исходя из требований однозначности измерения. Так, например при $\Omega = 2000$ *рад/сек* (линейная частота приблизительно 325 *гц*) диапазон однозначно измеряемых дальностей равен 470 *км*.

Двухчастотные фазовые дальномеры (рис. 25-24). Такие дальномеры считаются перспективными в радиолокации. Радиолокационное устройство включает два генератора незатухающих колебаний и два приемника отраженных сигналов, работающих соответственно на частотах ω_1 и ω_2. Колебания обоих генераторов подводятся к передающей антенне. Кроме того, напряжение генераторов поступает к отдельному смесителю, на выходе которого образуется напряжение разностной частоты $[u_1(\omega_1 - \omega_2)]$.

Принятые сигналы после усиления подводятся ко второму смесителю, на выходе которого образуется также напряжение разностной частоты $[u_2(\omega_1 - \omega_2)]$. Оба напряжения u_1 и u_2 подводятся к фазовому детектору, выходное напряжение которого оценивается с помощью измерителя. Если рабочие частоты ω_1 и ω_2 мало отличаются друг от друга, то фазовые сдвиги сигналов при отражении от цели будут одинаковыми. Аппаратурный фазовый сдвиг известен, и его можно не принимать во внимание. При этих условиях измеряемая фазовым детектором разность фаз следующим образом связана с дальностью цели:

$$\Delta\psi = \frac{2r}{c}(\omega_1 - \omega_2), \qquad (25\text{-}41)$$

т. е. измерение фазы ведется на частоте $\omega_1 - \omega_2$, что соответствует длине волны $\Lambda_2 = \frac{2\pi c}{\omega_1 - \omega_2}$.

Дальность цели будет равна:

$$r = \frac{c\Delta\psi}{2(\omega_1 - \omega_2)}. \qquad (25\text{-}42)$$

Рассмотренный метод характеризуется большим диапазоном однозначного измерения дальности [так как разность $(\omega_1 - \omega_2)$ мала] и отсутствием влияния фазового

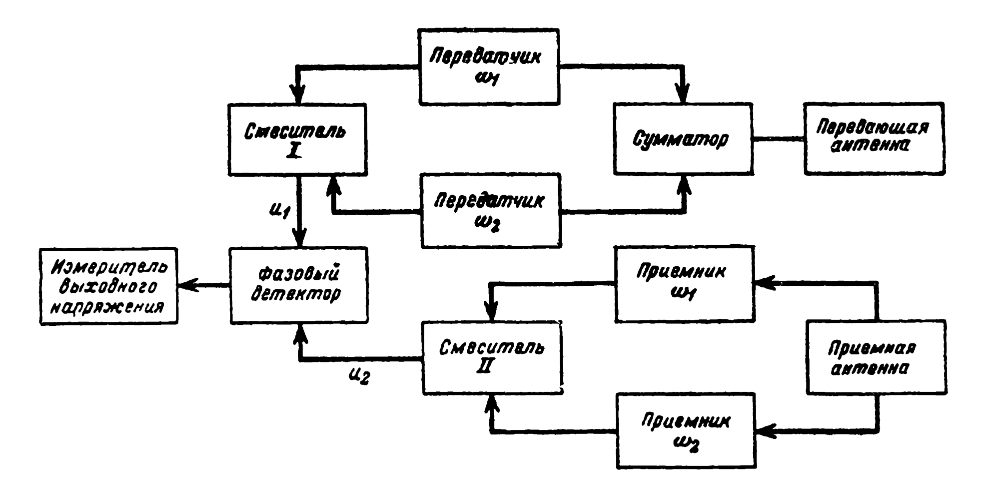


Рис. 25-24. Схема двухчастотного фазового дальномера.

сдвига при отражения от цели ($\psi_{отр}$) на результат измерения.

Фазовым дальномерам свойственны достоинства и недостатки, присущие всем устройствам с непрерывным излучением (см. стр. 399). Кроме того, достоинством рассмотренных фазовых методов является относительная простота самого измерительного устройства. Общий недостаток фазовых дальномеров состоит в том, что у них плохое разрешение по дальности, так как при наличии на входе приемника одновременно двух или большего числа сигналов раздельные измерения их фазовых сдвигов невозможны.

Потенциальная точность при измерении дальности фазовым методом может быть оценена следующим образом. Среднеквадратичная ошибка измерения фазы равна [Л. 1]:

$$\sigma(\psi)=\frac{1}{\sqrt{2R}}\text{, [рад]},$$

где R — соотношение сигнал/шум по энергии.

Так как изменению фазы на π *рад*, соответствует изменение расстояния до цели на $\Lambda/4$ (здесь Λ представляет собой длину волны, на которой осуществляется измерение фазы), то среднеквадратичная ошибка измерения дальности будет:

$$\sigma(r)=\frac{\Lambda}{4\pi\sqrt{2R}}. \qquad (25\text{-}43)$$

Формула (25-43) показывает, что точность измерений повышается при уменьшении длины волны, на которой осуществляется измерение фазового сдвига. Сравнение формул (25-39) и (25-43) позволяет видеть, что требования повышения точности измерения и расширения диапазона однозначного измерения дальности противоречивы: при улучшении одного из показателей путем соответствующего изменения параметра Λ второй показатель будет ухудшаться.

В заключение следует отметить, что имеются принципиальные возможности построения фазометрических устройств, позволяющих одновременно измерять дальность нескольких целей. В таких устройствах разрешение одновременно наблюдаемых целей может осуществляться по допплеровскому смещению частот сигналов и после этого может раздельно измеряться дальность каждой цели. Вследствие сложности подобные устройства пока не считаются перспективными.

Методы автоматического сопровождения по дальности

Устройство автоматического сопровождения по дальности (АСД) предназначается для непрерывной выдачи информации о текущем значении дальности одиночной цели. Любое устройство АСД представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования (см. т. 3, разд. 21), в которой отслеживается значение параметра сигналов цели, однозначно связанное с ее дальностью.

Автоматическое сопровождение может быть осуществлено при использовании как импульсного, так и непрерывного излучения радиоволн. При импульсном излучении отслеживается непосредственно значение времени запаздывания отраженных от цели сигналов, а при непрерывном излучении — значение разности частот излучаемых и принимаемых колебаний.

Импульсный автоматический дальномер (рис. 25-25). Передатчик станции создает импульсные сигналы, которые проходят через антенный переключатель (АП) и излучаются в пространство.

Сигналы, поступающие от цели (это могут быть и отраженные сигналы и сигналы ответчика или ретранслятора), попадают в приемник и далее к системе автоматического сопровождения. Сама система АСД включает следующие принципиально важные элементы: временной различитель, схему временной задержки и генератор селекторных импульсов.

Во временно́м различителе осуществляется сравнение положения во времени принятых импульсных сигналов и выработанной специальным генератором пары селекторных импульсов. Если центр принятого сигнала $u_с$ совпадает с осью симметрии пары селекторных импульсов $u_{сел}$ (рис. 25-26, *а* импульсы 1 и 2), то выходное напряжение временного различителя $u_{в\,р}$ остается неизменным; наличие временного рассогласования Δt между сигналом и селекторными импульсами вызывает изменение выходного напряжения различителя (рис. 25-26, *б*). Знак рассогласования напряжений во времени определяет, в какую сторону изменяется напряжение различителя (см. т. 3, разд. 21).

Выходным элементом временного различителя является конденсатор, постоянные времени заряда и разряда которого выбираются достаточно большими по сравнению с периодом следования импульсов. Поэтому можно говорить о наличии интегратора в системе слежения; обычно подобные системы называют *дальномером с одним интегратором*.

Напряжение $u_{в\,р}$ воздействует (при верхнем положении контакта реле) на *схему временно́й задержки*; к этой схеме подводятся также импульсы от синхронизатора. В схеме задержки осуществляется смещение во времени синхронизирующих импульсов Величина задержки $\tau_з$ определяется значением выходного напряжения временно́го различителя:

$$\tau_з = k_1 u_{в.р}.$$

Импульсы напряжения, сформированные схемой временно́й задержки, запускают генератор селекторных импульсов.

Таким образом, при изменении дальности цели селекторные импульсы автоматически перемещаются вслед за импульсами цели и отслеживается время запаздывания

радиолокационных сигналов. Выходное напряжение временного различителя будет при этом пропорционально дальности

$$u_{в.р} = k_2 r. \qquad (25\text{-}44)$$

Для введения системы АСД *в режим слежения* (т. е. для обеспечения предварительного совмещения сигналов с селекторными импульсами) используется схема поиска по дальности. При поиске контакт реле опущен вниз и к схеме временной задержки подводится медленно изменяющееся напряжение от генератора напряжения поиска. Это приводит к медленному изменению момента запуска генератора селекторных импульсов — поиску цели по дальности. Один из селекторных импульсов поступает к схеме совпадения; к этой схеме поступают и сигналы от приемника. При совпадении сигналов цели с селекторными импульсами срабатывает реле захвата, которое отсоединяет генератор напряжения поиска и замыкает цепь АСД; начинается автоматическое слежение за сигналами цели.

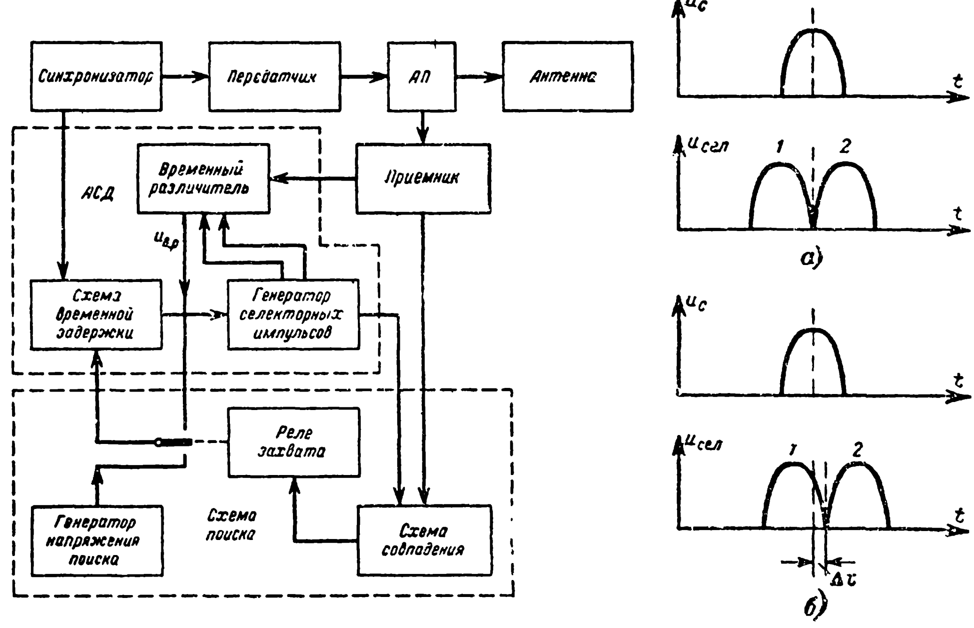


Рис. 25-25. Схема импульсного устройства автоматического сопровождения по дальности.

Рис. 25-26. К работе системы автосопровождения по дальности.

Рассмотренное дальномерное устройство характеризуется *памятью по дальности:* если сигналы движущейся цели на некоторое время пропадают (например, вследствие случайных изменений амплитуды отраженных сигналов), то выходное напряжение временного различителя остается в течение этого времени постоянным, а селекторные импульсы оказываются неподвижными на шкале дальности. Если сигнал отсутствует длительное время, то дальномер может потерять цель, так как за время пропадания сигнала изменится дальность цели и отраженные импульсы могут выйти за пределы селекторных. Для устойчивой работы импульсной системы АСД (см. § 22-4, разд. 22) ее коэффициент передачи в разомкнутом состоянии не должен превышать определенного значения:

$$K_v < \frac{4T_{в.р}}{T^2}, \qquad (25\text{-}45)$$

где T — период повторения импульсов, $T_{в.р}$ — постоянная времени переходной характеристики временного различителя.

Системе АСД свойственна дополнительная потенциальная ошибка измерения — динамическая ошибка, возникающая из-за инерционности системы: селекторные импульсы несколько отстают от сигналов цели. При постоянстве скорости сопровождаемой цели ($V_р$) относительно РЛС динамическая ошибка будет равна:

$$\Delta r = \frac{V_р}{K_v}. \qquad (25\text{-}46)$$

Если эффективная полоса пропускания системы АСД равна $\Delta F_э$ (т. е. время накопления сигналов $T_н = 1/\Delta F_э$), соотношение сигнал/шум для единичного сигнала R_1, а длительность принимаемых сигналов $\tau_и$, то основная потенциальная составляющая ошибки измерения дальности для АСД может быть оценена по формуле

$$\sigma(r)=\frac{c\tau_{\text{и}}}{2}\sqrt{\frac{\Delta F_{\text{э}} T}{2R_1}}. \qquad (25\text{-}47)$$

Формула (25-47) аналогична формуле (25-7); в (25-47) произведение $\Delta F_{\text{э}} T=\frac{T}{T_{\text{н}}}=\frac{1}{N_{\text{с}}}$ характеризует число накапливаемых сигналов, а величина $\frac{\Delta F_{\text{э}} T}{R_1}=\frac{1}{N_{\text{с}} R_1}$ — полное отношение энергии сигнала к шуму, определяющее точность измерения.

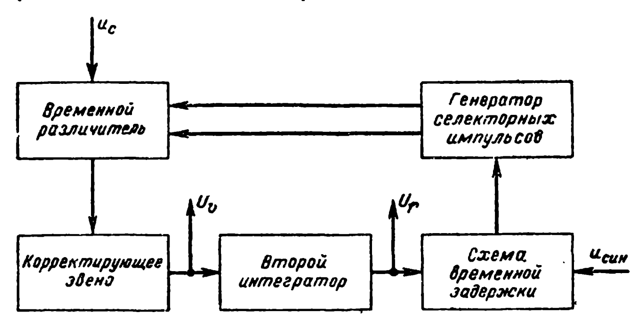


Рис. 25-27. Схема автосопровождения по дальности с двумя интеграторами.

Формула (25-47) справедлива для случая, когда приемное устройство все время заперто и отпирается только на время существования полезного сигнала ($\tau_{\text{и}}$). На практике при автосопровождении по дальности приемник отпирается на время существования обоих селекторных импульсов. Если принять, как это часто бывает, $\tau_{\text{сел}}=\tau_{\text{и}}$, т. е. $2\tau_{\text{сел}}=2\tau_{\text{и}}$, то

$$\sigma(r)=\frac{c\tau_{\text{и}}}{2}\sqrt{\frac{3\Delta F_{\text{э}} T}{2R_1}}. \qquad (25\text{-}48)$$

Дальномер с двумя интеграторами (рис. 25-27). Динамические точностные характеристики дальномера можно существенно улучшить, если включить в систему второй интегратор; при случайных замираниях сигнала дальномер с двумя интеграторами не теряет цели, так как он обладает *памятью по скорости*. Выходное напряжение второго интегратора пропорционально дальности сопровождаемой цели (U_r), следовательно, его входное напряжение (или выходное напряжение первого интегратора) пропорционально радиальной скорости цели (U_v). Если входные сигналы на некоторое время пропали, то остается неизменным выходное напряжение первого интегратора, а второго продолжает изменяться с той же (запомненной) скоростью и селектирующие импульсы перемещаются по шкале дальности в нужном направлении вслед за сигналами цели. Если цель движется с постоянной радиальной скоростью, то динамическая ошибка системы АСD с двумя интеграторами равна нулю. При наличии ускорения инерционность системы приводит к ошибке. Если ускорение движения цели постоянно и равно a, то динамическая ошибка измерения дальности равна:

$$\Delta r=\frac{a}{K_{\text{а}}}. \qquad (25\text{-}49)$$

Здесь $K_{\text{а}}$ — коэффициент передачи разомкнутой системы с двумя интеграторами.

Возможность одновременного измерения и дальности (U_r) и радиальной скорости (U_v) цели является существенным преимуществом дальномера с двумя интеграторами. Однако системы регулирования с двумя последовательно включенными интегрирующими звеньями являются неустойчивыми (см. § 22-4, разд. 22). Для повышения устойчивости в замкнутую цепь автоматического регулирования вводят корректирующее звено (см. рис. 25-27).

Разрешающая способность импульсных систем АСД определяется длительностью селектирующих импульсов и сигналов цели. Можно считать, что потенциальная составляющая разрешающей способности приблизительно равна:

$$\delta(r)_{\text{пот}}=(\tau_{\text{и}}+2\tau_{\text{сел}})\frac{c}{2}. \qquad (25\text{-}50)$$

Автоматический дальномер при непрерывном излучении (рис. 25-28). Передатчик станции излучает частотно-модулированные колебания. Отраженные сигналы поступают в приемник. На выходе приемника образуется сигнал на разностной частоте; этот сигнал поступает к узкополосному перестраиваемому фильтру.

При поиске цели по дальности фильтр перестраивается в диапазоне возможных значений разностной частоты. В этом режиме мотор перестройки питается через нижний контакт реле от схемы поиска. Как только сигнал цели попадает в фильтр, срабатывает схема управления реле, реле отключает схему поиска и замыкает цепь автоматического регулирования.

Система АСД включает генератор стандартных импульсов, интегратор, схему сравнения, усилитель и потенциометр отработки дальности. Генератор стандартных импульсов запускается колебаниями сигнала, прошедшими через фильтр. На выходе генератора образуются импульсы напряжения с постоянными амплитудой и длительностью; частота следования этих импульсов равна разностной частоте сигнала.

Напряжение интегратора, включенного после генератора стандартных импульсов, будет пропорционально частоте следования стандартных импульсов, т. е. дальности цели. Таким образом, выходное напряжение

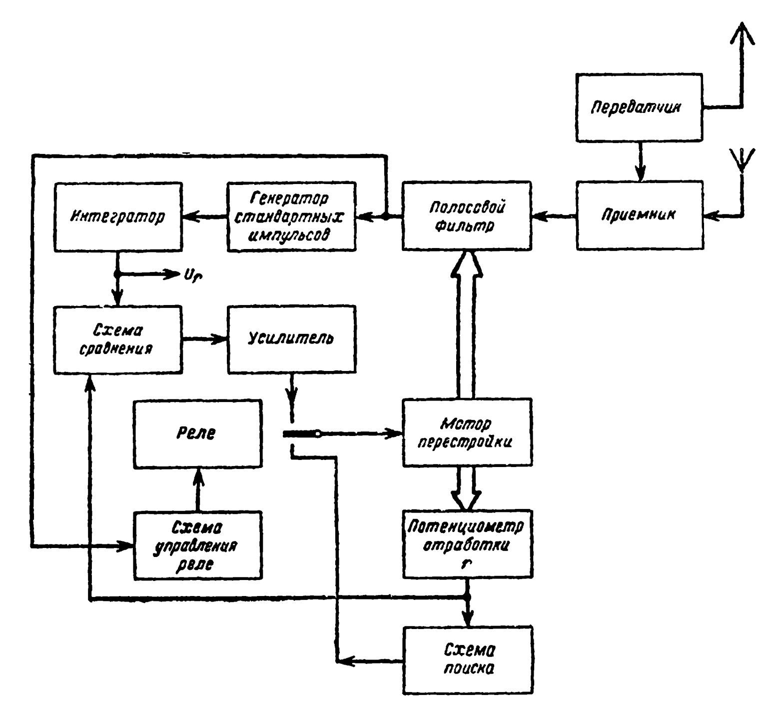


Рис. 25-28. Схема устройства автоматического слежения по дальности при непрерывном излучении.

интегратора может быть названо напряжением дальности (U_r).

Напряжение дальности в схеме сравнения сопоставляется с напряжением потенциометра отработки, ползун которого находится на одной оси с элементом перестройки фильтра. Если сравниваемые напряжения не равны друг другу, то на выходе схемы сравнения образуется управляющее напряжение, заставляющее вращаться мотор перестройки фильтра. Направление вращения зависит от знака рассогласования сравниваемых напряжений. При равенстве этих напряжений мотор перестройки останавливается. Эта система обеспечивает соответствующее изменение частоты настройки фильтра. Таким образом, фильтр отслеживает разностную частоту сигнала, а на выходе интегратора вырабатывается напряжение, пропорциональное дальности цели.

Потенциальные характеристики разрешающей способности и точности такой системы зависят от полосы пропускания фильтра АСД. Если полоса пропускания фильтра $\Delta F_{\text{ф}}$, длительность сигнала τ_c соответствует условию

$$\Delta F_{\text{ф}} \geqslant \frac{1}{\tau_c},$$

а параметры частотной модуляции излучаемых колебаний $\Delta f_{\text{м}}$ и $F_{\text{м}}$, то потенциальная составляющая разрешающей способности по дальности равна:

$$\delta(r)_{\text{пот}} = \frac{c\Delta F_{\text{ф}}}{4F_{\text{м}}\,\Delta f_{\text{м}}}. \qquad (25\text{-}51)$$

При заданной спектральной плотности шума N_0 потенциальное значение ошибки измерения дальности тем меньше, чем уже полоса фильтра. Но при уменьшении полосы фильтра возрастает инерционность системы, что приводит к увеличению динамической составляющей ошибки. В реальных системах полосу фильтра выбирают с учетом динамических характеристик целей (возможных скоростей и ускорений при сближении с РЛУ или РНУ).

25-3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ

Общие сведения

Измерение угловых координат (пеленгация) целей основано на прямолинейности траектории и постоянстве скорости распространения радиоволн. Радиотехническое устройство позволяет установить направление прихода радиоволны в точку приема; основываясь на указанных свойствах радиоволн, можно считать, что на этом же направлении находится источник радиосигналов.

Методы определения направления прихода радиоволн можно разделить на две группы: методы, связанные с использованием «окрашенного» (в зависимости от направления) излучения радиоволн, и методы

направленного приема. По параметрам «окрашенного» принятого сигнала можно судить о направлении, в котором распространялась волна от места ее излучения. Подобные методы, находящие широкое применение в радионавигации (радионавигационные маяки), рассмотрены в § 25-9.

Другая группа методов характеризуется применением направленных антенн, находящихся в точках приема радиоволн (см. т. 1, разд. 7). В принципе направленность действия любой приемной антенны определяется тем, что в зависимости от направления прихода радиоволны меняются фазовые сдвиги поля в раскрыве антенны. Поэтому любой путь создания антенного устройства направленного действия может быть назван фазовым. Однако, если иметь в виду использование результирующих сигналов, образующихся на выходе отдельных антенн, то можно говорить об амплитудных, частотных *, фазовых и амплитудно-фазовых методах определения направления на источник излучения. Классификация методов основывается на том, какой из параметров выходного сигнала антенны играет при измерении основную роль.

Угломерное (пеленгационное) устройство включает приемную антенну (антенную систему), приемник для обработки принятых радиосигналов и измеритель, позволяющий произвести отсчет угловых координат.

Одной из основных характеристик угломерного устройства является его пеленгационная характеристика, т. е. зависимость выходного напряжения приемного устройства от направления прихода радиоволны $U_{вых}(\varphi)$. Точность измерения угловой координаты φ зависит от пеленгационной чувствительности устройства, представляющей собой крутизну пеленгационной характеристики в направлении пеленга цели $\varphi_ц$ (т. е. истинного значения угловой координаты цели):

$$S_п = \left| \frac{dU_{вых}(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=\varphi_ц}. \qquad (25\text{-}52)$$

Точность измерения угловых координат оценивается формулой (25-5); потенциальная составляющая ошибки определяется по формулам (25-8), (25-9).

При пеленгации целей значительное влияние на точность оказывают условия распространения радиоволн. В реальных условиях траектории распространения радиоволн в вертикальной плоскости несколько отличаются от прямых и это приводит к ошибкам определения угла места целей. Ошибки такого рода имеют практическое значение при использовании пеленгационных устройств ультракоротковолнового диапазона волн.

Применительно к тропосфере при высоте цели не более 30 *км*, углах места от 5 до 50° и изменениях влажности воздуха от 0 до 100% ошибки определения угла места, вызванные искривлением траекторий радиоволн не превышают 7—8 угловых минут.

Такого же порядка ошибки возникают вследствие искривления траекторий радиоволн в ионосфере.

К случайным ошибкам по азимуту и углу места приводят тропосферные неоднородности, попадающиеся на пути волн. Среднеквадратичное значение случайной ошибки измерения угловых координат, обусловленной неоднородностями тропосферы, может быть оценено по формуле [Л. 1]

$$\sigma_\varphi = 1{,}9 \sqrt{\overline{\alpha^2}\,\frac{r}{L_0}}. \qquad (25\text{-}53)$$

Здесь $\overline{\alpha^2}$ — дисперсия коэффициента преломления радиоволн; r — длина пути радиоволн; L_0 — размер неоднородности.

Эта составляющая ошибки, как правило, очень мала. Например, при $\overline{\alpha^2}=10^{-10}$, $r=600$ *км* и $L_0=20$ *км* получим $\sigma(\varphi)=0{,}36$ угловой минуты.

В радионавигации, где используются длинные, средние и короткие радиоволны, а диаграммы направленности антенн относительно широки, имеются источники относительно больших угловых ошибок, связанные с особенностями распространения и приема радиоволн этих диапазонов.

К таким источникам ошибок следует отнести антенный эффект направленных антенн (см. т. 1, разд. 7, § 7-6). В частности, применительно к рамочным антеннам антенный эффект приводит к смещению и расплыванию минимума диаграммы направленности. Среднеквадратичные значения ошибки измерения угловой координаты целей вследствие антенного эффекта составляют 0,1—0,5°.

Существенное значение имеют поляризационные ошибки, связанные с различием поляризации поверхностных и пространственных радиоволн. Если, например, антенна предназначена для приема поверхностной волны с вертикальной поляризацией, то горизонтальные части антенны практически не влияют на ее диаграмму направленности. Но при наличии одновременно и поверхностной, и пространственной волн, приходящих от одного источника излучения, горизонтальная часть антенны будет влиять на диаграмму направленности, так как пространственная волна распространяется под углом к горизонту и имеет горизонтально поляризованную составляющую. Поляризационные ошибки могут достигать очень больших значений (до 90°). Рациональная конструкция антенн, правильный выбор используемых радиоволн позволяют существенно снизить поляризационные ошибки. Можно считать, что среднеквадратичные значения поляризационных ошибок в реальных радионавигационных устройствах составляют 2—5°. В диапазоне УКВ поляризационные ошибки практически отсут-

* Частотные методы пока не находят практического применения.

ствуют. Имеют место ошибки вследствие разноса частей антенны в пространстве. Если, например, используются два вертикальных вибратора для получения в горизонтальной плоскости диаграммы направленности в виде восьмерки, то расстояние между ними должно быть много меньше длины волны. В противном случае возникают заметные искажения диаграммы направленности и появляются ошибки пеленгации. Ошибки разноса зависят от соотношения расстояния между вибраторами антенны d и длины волны λ, а также от направления прихода радиоволны. При $d \leqslant 0{,}2\lambda$ ошибки разноса не превышают 1°. Среднеквадратичное значение рассматриваемой ошибки в реальных устройствах можно принять равным 0,1°.

Ошибки измерения угловых координат возникают также вследствие искажения диаграммы направленности антенн близко расположенными предметами — строениями, складками рельефа, металлическими частями самолета, корабля и т. д. Подобная ошибка, так называемая радиодевиация, может достигать 15—20°. Радиодевиацию можно оценить и в большой степени скомпенсировать. Среднеквадратичное значение нескомпенсированной случайной составляющей радиодевиации можно считать равным 1—2°.

В радиолокации на точность измерения угловых координат цели могут существенно повлиять размеры целей. В результате интерференции фазовый фронт волны, отражаемой реальной сложной целью, приобретает искривленную форму и существенно отличается от сферы. Любая приемная антенна направленного действия указывает направление нормали к фазовому фронту волны; при искажении фронта в реальных условиях нормаль к нему может проходить в стороне от цели, тем самым будут создаваться ошибки в определении направления на цель. Расчеты показывают, что среднеквадратичное значение линейного отклонения линии пеленга от цели может в 2 и более раза превышать линейный размер цели. При больших дальностях целей соответствующая угловая ошибка пренебрежимо мала, но при уменьшении дальности (например, в процессе самонаведения ракеты на цель) с этими ошибками приходится считаться.

Разрешающая способность по угловым координатам оценивается по формуле (25-10); потенциальная составляющая разрешающей способности выражена формулой (25-13).

Амплитудные методы

Амплитудные методы пеленгации основаны на использовании направленных свойств антенны. Амплитудные методы характеризуются тем, что измерение угловой координаты цели связано с оценкой амплитуды сигнала на выходе антенны.

В настоящее время находят применение следующие амплитудные методы: 1) метод максимума, 2) метод минимума, 3) метод сравнения, 4) равносигнальный метод.

В радиолокации в основном применяется первый и четвертый методы, а в радионавигации — второй и третий.

Пеленгация по методу максимума. При пеленгации по методу максимума используется антенна с явно выраженным максимумом диаграммы направленности (рис. 25-29). Антенна поворачивается в пространстве относительно начала отсчета Ox. В какой-то момент источник излучения — цель — оказывается в пределах диаграммы направленности и в антенну начинают поступать сигналы. При вращении антенны амплитуда принимаемых сигналов будет изменяться в соответствии с формой диаграммы направленности антенны.

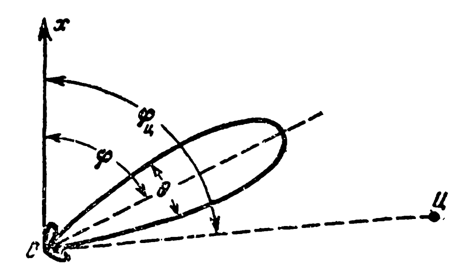


Рис. 25-29. К пеленгации по методу максимума.

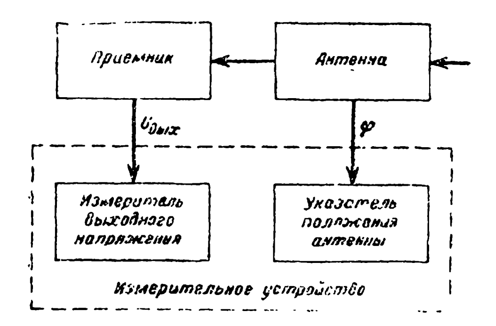


Рис 25-30. Пеленгационное устройство.

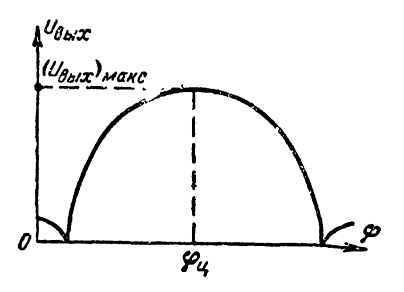


Рис. 25-31. Пеленгационная характеристика угломерного устройства при пеленгации по максимуму.

Задача приемника (рис. 25-30) сводится к выделению огибающей принимаемых (от-

раженных) колебаний $U_{вых}$. Можно считать, что пеленгационная характеристика угломерного устройства при симметрии диаграммы направленности антенны повторяет последнюю (рис. 25-31):

$$U_{вых}(\varphi) = kF(\varphi). \qquad (25\text{-}54)$$

Отсчет угловой координаты производится в тот момент, когда амплитуда сигналов на выходе приемника достигает максимума ($\varphi = \varphi_ц$).

В приведенной на рис. 25-30 упрощенной схеме пеленгатора измерительное устройство содержит измеритель амплитуды выходного напряжения приемника и указатель положения антенны.

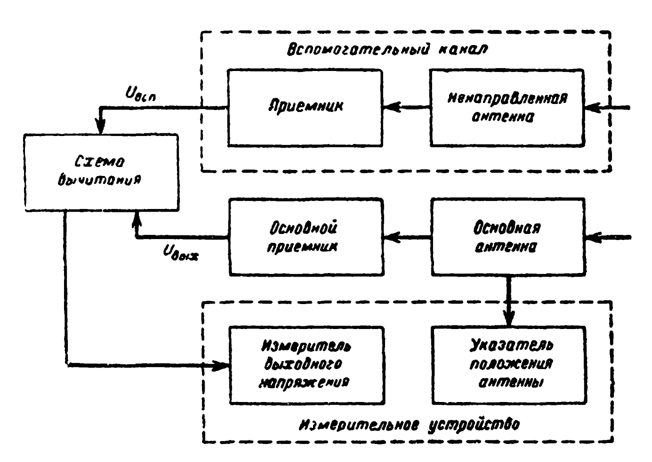


Рис. 25-32. Пеленгационное устройство с компенсацией боковых лепестков.

Достоинствами метода являются простота его технической реализации и возможность приема сигналов с наибольшей амплитудой в момент пеленга цели. Основной недостаток метода состоит в относительно низкой точности измерения угловой координаты, так как пеленгационная чувствительность мала вблизи направления максимума диаграммы направленности. Практически метод максимума целесообразно использовать только в диапазоне УКВ, где можно создать остронаправленные антенны и, следовательно, обеспечить достаточно высокие точность и разрешение по угловым координатам.

В принципе при пеленгации по методу максимума возможна неоднозначность пеленга цели, так как сигнал может поступать в приемник по боковым лепесткам диаграммы направленности (см. рис. 25-29). Если речь идет о приеме слабых отраженных от целей сигналов, то указанный недостаток практически отсутствует: принятые по боковым лепесткам отраженные сигналы в подавляющем большинстве случаев настолько малы, что их можно не принимать во внимание. Но в системах с активным ответом, где принимается прямое излучение маяка, ответчика или ретранслятора, сигнал и по боковому лепестку может быть достаточно велик. Таким образом, возникает реальная возможность ложного пеленга.

Для обеспечения однозначности в системах с активным ответом пеленгационное устройство усложняется. В нем используется дополнительный канал, содержащий ненаправленную антенну, приемник и схему вычитания сигналов вспомогательного канала из сигналов основного канала (рис. 25-32). Коэффициент усиления сигналов во вспомогательном канале выбирается таким образом, чтобы амплитуда сигналов на его выходе $U_{всп}$ несколько превышала максимальное значение амплитуды сигналов, принятых по первому боковому лепестку в основном канале. При этом через схему вычитания к измерителю смогут проходить только те сигналы, которые приняты по главному лепестку антенны основного канала; неоднозначность пеленга исключается.

Пеленгация по методу минимума основывается на использовании антенны с явно выраженным минимумом диаграммы направленности, например кардиоиды (рис. 25-33), широко используемой в радионавигационных устройствах (см. т. 1, стр. 297).

Для определения угловой координаты цели антенное устройство поворачивают до тех пор, пока направление нулевого приема не совпадает с направлением на цель ($\varphi = \varphi_ц$). В тот момент, когда выходное напряжение становится равным нулю, производится отсчет угловой координаты по положению антенны. Функциональная схема пеленгационного устройства соответствует рис. 25-30.

При пеленгации по методу минимума пеленгационная чувствительность велика [см. формулу (25-52)], что способствует повышению точности измерения углов. Но вследствие того, что абсолютное значение амплитуды сигнала вблизи направления пеленга очень мало, т. е. мало отношение сигнал/шум, метод находит применение только при пеленгации источников достаточно мощного собственного излучения (в радионавигации).

Если говорить об использовании для пеленгации по минимуму антенной системы с диаграммой направленности в виде кордиоиды, то разрешение по угловой координате [см. формулу (25-13)] практически отсутствует, так как ширина диаграммы направленности равна почти 360°. Для разрешения источников излучения нужно использовать другой параметр, например частоту излучаемых колебаний. Применение кардиоиды позволяет получить однозначность пеленга.

Пеленгация по методу сравнения. Существо метода состоит в том, что пеленга-

ция источника излучения осуществляется при неподвижном антенном устройстве путем сопоставления амплитуд сигналов, образующихся на выходе двух раздельных антенн.

При пеленгации по методу сравнения используется двухантенное пеленгационное

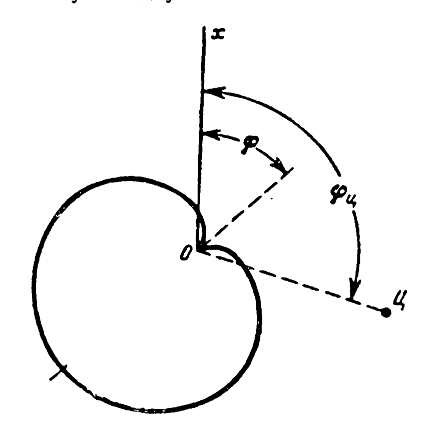


Рис. 25-33. Пеленгация по методу минимума.

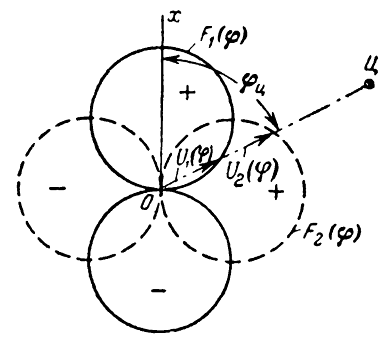


Рис. 25-34. Пеленгация по методу сравнения. $F_1(\varphi) = |\cos\varphi|$, $F_2(\varphi) = |\sin\varphi|$.

устройство; диаграмма направленности каждой из антенн в плоскости пеленгации имеет форму восьмерки (рис. 25-34). Приемное устройство имеет два раздельных идентичных канала (рис. 25-35). В обоих каналах детекторы отсутствуют и поэтому на выходе образуются высокочастотные напряжения (например, на промежуточной частоте), амплитуда которых зависит от направления прихода волны ($\varphi=\varphi_ц$): $U_1(\varphi) = kF_1(\varphi) = k|\cos\varphi_ц|$; $U_2(\varphi) = kF_2(\varphi) = k|\sin\varphi_ц|$. Относительный фазовый сдвиг двух сигналов зависит от того, с какой стороны приходит волна; он равен либо нулю, либо 180°; на рис. 25-34 знаки «+» условно соответствуют нулевой фазе сигналов, а знаки «—» — изменению их фазы на 180°.

Выходные напряжения из обоих каналов подводятся к отклоняющим пластинам электроннолучевой трубки, играющей роль измерителя. Одно из напряжений отклоняет луч по вертикали, а другое — по горизонтали. На экране образуется яркая линия, угловое положение которой позволяет определить пеленг цели:

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{U_2}{U_1} = |\operatorname{tg}\varphi_ц|; \qquad (25\text{-}55)$$

с учетом изменения фаз сигналов угол θ однозначно соответствует углу $\varphi_ц(\theta=\varphi_ц)$ в пределах 180°. Таким образом, описанное устройство позволяет автоматически определить пеленг источника излучения в пределах 180°. Сторона, с которой приходит сигнал, не определяется, т. е. имеет место неоднозначность пеленга, которую можно устранить при использовании амплитудно-фазового метода (см. далее).

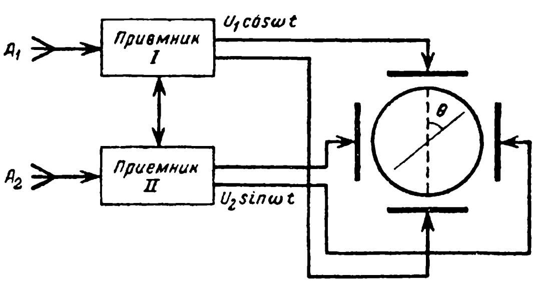


Рис. 25-35. Пеленгационное устройство при использовании метода сравнения.

Существенным недостатком метода является изменение точности пеленгации в зависимости от угла прихода волны: резко меняются и пеленгационная чувствительность, и соотношение сигнал/шум.

В рассмотренном примере разрешение по угловой координате отсутствует, так как прием сигналов одновременно осуществляется в пределах сектора 360°.

Пеленгация равносигнальным методом. При пеленгации равносигнальным методом сопоставляются амплитуды сигналов, принимаемых либо одной антенной при различных положениях ее диаграммы направленности, либо разнесенными антеннами; пеленг цели определяется по положению антенного устройства в момент равенства амплитуд сравниваемых сигналов.

Использование одной антенны при пеленгации равносигнальным методом (рис. 25-36). Диаграмма направленности антенны поочередно занимает два положения: *I* и *II*. В общем случае при изменении положения диаграммы меняется и амплитуда выходного сигнала $U_{вых}$ (рис. 25-37). И если только цель находится на направлении *OO'* (р а в н о с и г н а л ь н о е н а п р а в л е н и е), то в обоих положениях диаграммы направленности амплитуда выходного сигнала будет одинаковой.

Для пеленгации цели нужно сориентировать антенну в пространстве таким образом, чтобы ось *OO'* оказалась направленной

на цель *Ц* (этому соответствует равенство амплитуд выходного сигнала).

Существенной характеристикой пеленгатора является угол φ_0 между максимумом диаграммы направленности и равносигнальным направлением: при увеличении φ_0 (приблизительно до $0{,}9\,\theta$) повышается точность

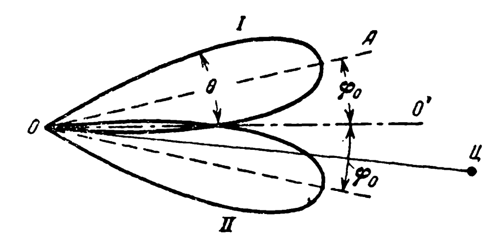


Рис. 25-36. Пеленгация по равносигнальному методу.

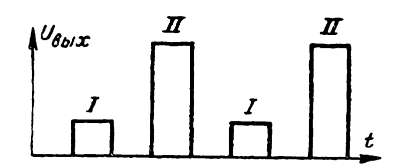


Рис. 25-37. Амплитуда напряжения на выходе приемника при двух положениях диаграммы направленности.

измерения угловой координаты (точность совмещения направления *OO'* с целью), но сокращается дальность действия пеленгатора, так как уменьшается амплитуда принимаемых сигналов. На практике часто выбирают $\varphi_0 \approx 0{,}3\theta$, что соответствует сокращению дальности приблизительно на 10%.

Недостаток пеленгации равносигнальным методом при использовании одной антенны заключается в том, что требуется некоторое время измерения $t_{изм}$ (как минимум оно равно одному периоду качания луча антенны, а практически составляет десятки периодов) для того, чтобы выяснить, находится ли цель на равносигнальном направлении. За время $t_{изм}$ могут произойти изменения амплитуды принимаемых сигналов, что приведет к ошибкам в определении положения равносигнального направления. От указанного недостатка свободны системы, позволяющие создать «мгновенное» равносигнальное направление (так называемые моноимпульсные системы).

Моноимпульсные системы. В таких системах для определения угловой координаты цели в какой-либо плоскости используют две антенны с пересекающимися симметричными диаграммами направленности (рис. 25-38). От каждой антенны сигнал поступает к соответствующему приемнику (рис. 25-39) и затем подводится к схеме вычитания; результирующее выходное напряжение приемного устройства равно:

$$U_{вых} = U_1 - U_2. \qquad (25\text{-}56)$$

Пеленгационная характеристика моноимпульсного устройства приведена на рис. 25-40. Пеленг цели определяется по положению антенны в тот момент, когда выходное напряжение становится равным нулю. Знак выходного напряжения определяет сторону отклонения цели от равносигнального направления. В моноимпульсной системе принятый сигнал одновременно поступает в оба канала, поэтому колебания его амплитуды не изменят выходного напряжения, если цель находится на равносигнальном направлении; таким образом, флуктуация амплитуды принимаемого сигнала не вызывает ошибок в определении равносигнального направления.

Для измерения угловых координат в двух плоскостях моноимпульсные системы имеют четыре раздельные антенны *А*, *Б*, *В*, *Г* (рис. 25-41), обычно состоящие из одного рефлектора и четырех облучателей, несколько смещенных от фокальной оси. Можно считать, что сигналы, принимаемые этими антеннами, отличаются только по амплитуде, а фаза высокочастотных колебаний во всех каналах одинакова (если угол откло-

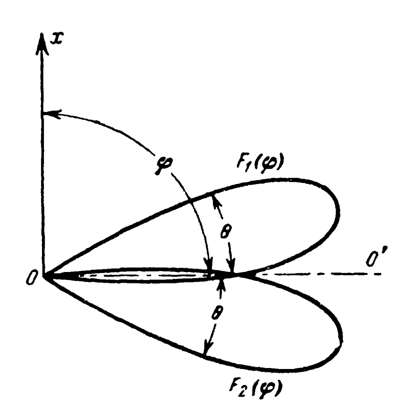


Рис. 25-38. Диаграммы направленности двух антенн в моноимпульсной системе.

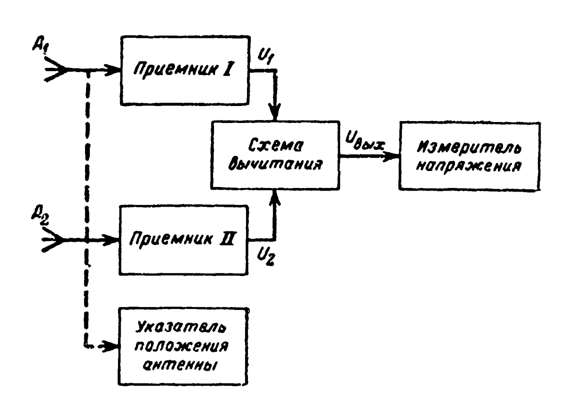


Рис. 25-39. Схема моноимпульсной системы.

нения цели от равносигнального направления не превышает нескольких градусов, то разность хода волн до центров различных антенн очень мала по сравнению с длиной волны). Сигналы от антенны поступают в кольцевые мосты K_1, K_2, K_3, K_4, где осуществляется суммирование и вычитание высокочастотных колебаний. Суммарный сигнал антенн *А* и *Б* сравнивается с суммарным сигналом антенн *В* и *Г*; разностный сигнал $[(u_а+u_б)-(u_в+u_г)]$ используется при совмещении равносигнального направления с целью в вертикальной плоскости. Суммарный сигнал антенн *А* и *Г* сопоставляется с суммарным сигналом антенн *Б* и *В*; их разность $[(u_а+u_г)-(u_б+u_в)]$ позволяет управлять положением антенны в горизонтальной плоскости. Так как сложение и вычитание сигналов производится по высокой частоте, то при использовании приемников с амплитудным детектором сторону отклонения цели от равносигнального направления определить нельзя. Для определения того, в какую сторону отклонена цель, в приемниках используют *фазовые детекторы*; в качестве опорного используется напряжение суммарного сигнала всех четырех антенн. При этом полярность выходного напряжения приемника зависит от стороны,

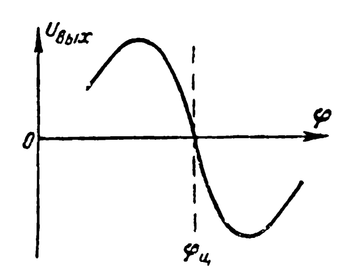


Рис. 25-40. Пеленгационная характеристика моноимпульсного устройства.

в которую смещена цель относительно оси *ОО'*, и пеленгационная характеристика устройства в плоскостях азимута ($U_{вых.аз}$) и угла места ($U_{вых.у.м}$) имеет вид, изображенный на рис. 25-40.

Потенциальная составляющая точности измерения угловой координаты при пеленгации равносигнальным методом определяется формулой (25-8). Потенциальная составляющая разрешающей способности приблизительно в 2 раза хуже, чем при пеленгации по методу максимума (при прочих равных условиях):

$$\delta(\varphi)_{пот} \approx 2\theta. \qquad (25\text{-}57)$$

Для повышения разрешающей способности угломерных устройств применяют *стробирование* принимаемых сигналов по дальности (по времени прихода), при этом приемник отпирается только на время прихода выбранных сигналов.

Рассмотренные устройства обеспечивают однозначность определения угловой координаты.

Фазовые методы

Фазовые методы измерения угловых координат основаны на сравнении фаз сигналов, образующихся на выходе отдельных приемных антенн.

Фазометрическое пеленгационное устройство (рис. 25-42). При пеленгации в одной плоскости в простейшем случае достаточно использовать две ненаправленные антенны A_1 и A_2. От антенн принятые сигналы поступают в приемники, представляющие собой усилители колебаний высокой частоты. Характерной особенностью этих усилителей является использование в них либо ограничения сигналов по амплитуде, либо системы автоматического регулирования усиления; выходное напряжение должно зависеть только от разности фаз сигналов, а значения амплитуд не должны влиять на результат. От приемников высокочастотные колебания подводятся к фазовому де-

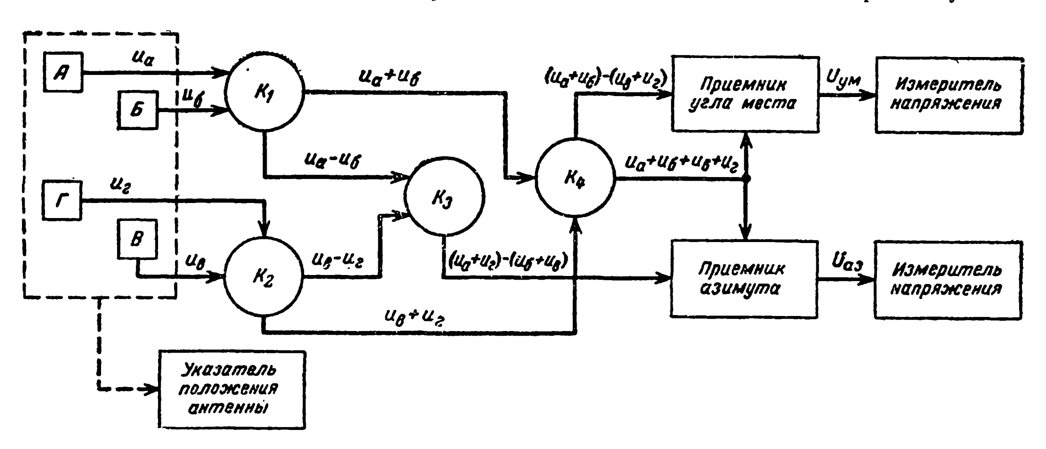


Рис. 25-41. Схема моноимпульсной системы для пеленгации в двух плоскостях.

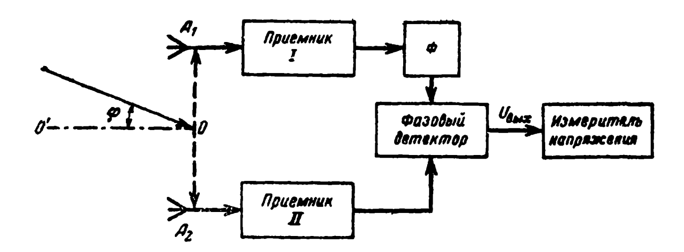


Рис. 25-42. Схема фазометрического пеленгационного устройства.

тектору; в одном из каналов на пути к фазовому детектору сигнал проходит через фазовращатель Φ, изменяющий фазу высокочастотных колебаний на 90°. Если расстояние между антеннами (база) равно a и направление прихода волны составляет

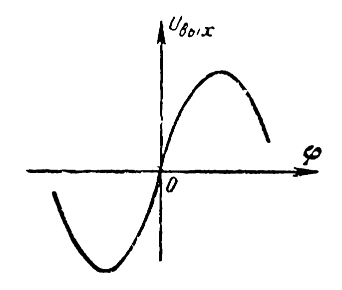


Рис. 25-43. Пеленгационная характеристика фазового пеленгатора.

с линией OO' (рис. 25-42) угол φ, то фазовый сдвиг колебаний в антеннах будет равен:

$$\Psi = 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin \varphi. \quad (25\text{-}58)$$

С учетом дополнительного сдвига на 90° разность фаз сигналов, подводимых к фазовому детектору, равна:

$$\Psi_\Sigma = \frac{\pi}{2} + 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin \varphi, \quad (25\text{-}59)$$

а выходное напряжение на выходе фазового детектора

$$U_{\text{вых}}(\varphi) = k \cos\left(\frac{\pi}{2} + 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin \varphi\right) =$$

$$= -k \sin\left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \varphi\right), \quad (25\text{-}60)$$

где k — постоянный коэффициент пропорциональности.

Если угол φ достаточно мал ($\varphi \leqslant 10°$), то

$$U_{\text{вых}}(\varphi) = -k \sin\left(2\pi \frac{a}{\lambda} \varphi\right). \quad (25\text{-}61)$$

Измерив выходное напряжение фазового детектора, можно определить угол прихода волны. Пеленгационная характеристика подобного устройства изображена на рис. 25-43.

Рассмотренное пеленгационное устройство относится к так называемым моноимпульсным устройствам, позволяющим «мгновенно» определять угловую координату це-

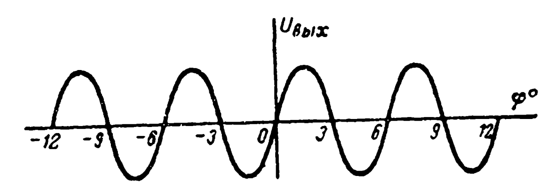


Рис. 25-44. Многозначность пеленгационной характеристики.

ли при приеме одиночного короткого (импульсного) сигнала.

Точность системы тем выше, чем больше ее база при заданной длине волны [см. формулы (25-8), (25-9)]. Однако при увеличении базы появляется неоднозначность отсчета, так как диапазон однозначного измерения фазы не превышает π. Так, например, если $a/\lambda = 10$, то изменению фазового сдвига сигналов на π соответствует изменение угла φ на 0,1 *рад*, т. е. приблизительно на 6°. Часть пеленгационной характеристики устройства применительно к этому случаю изображена на рис. 25-44.

Диапазон однозначного измерения угла может быть определен из соотношения

$$\Delta\Psi \approx 2\pi \frac{a}{\lambda} \Delta\varphi_{\text{одн}} = \pi \quad (25\text{-}62)$$

или

$$\Delta\varphi_{\text{одн}} = \frac{\lambda}{2a}. \quad (25\text{-}63)$$

Однозначность измерения угловой координаты при фазовом методе может быть достигнута при использовании антенны с узкой диаграммой направленности, ширина которой не превышает диапазона однозначно измеряемых углов

$$\theta \leqslant \Delta\varphi_{\text{одн}}. \quad (25\text{-}64)$$

В частности, если имеются две направленные антенны, то при расположении их вплотную друг к другу (рис. 25-45) обеспечивается предельная точность измерения, а также однозначность отсчета угла в пределах ширины диаграммы направленности. Разрешающая способность системы определяется шириной диаграммы направленности используемых антенн

$$(\delta\varphi)_{\text{пот}} \approx \theta. \qquad (25\text{-}65)$$

Следует подчеркнуть, что диаграммы направленности антенн фазовой системы кой системе равнофазное направление не зависит от случайных изменений фазовых сдвигов суммарного и разностного сигналов при их усилении. Объясняется это тем, что при равенстве фаз принятых антеннами сигналов разностный сигнал равен нулю и, следовательно, на фазовый детектор воздействует только одно суммарное напряжение. При этом выходное напряжение будет равно нулю. Однако случайные изменения фазовых сдвигов суммарного и разностного сигналов приводят к изменению крутизны пеленгационной характеристики.

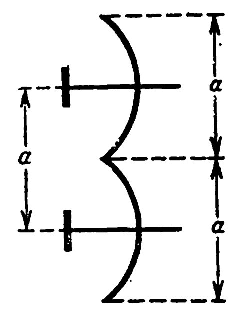


Рис. 25-45. Оптимальное расположение антенн заданного размера *a*.

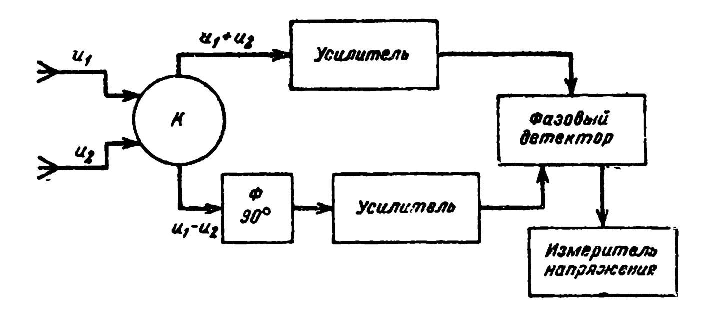


Рис. 25-46. Схема фазового суммарно-разностного угломерного устройства.

точно совпадают друг с другом в пространстве, так как фокальные оси антенн параллельны, а смещение в сторону ничтожно мало по сравнению с дальностью до источника излучения.

Рассмотренная фазовая система позволяет определять угловую координату цели при неподвижных антеннах: значение пеленга отсчитывается с помощью измерителя напряжения $U_{\text{вых}}$. Можно эту же систему использовать для пеленгации по равнофазному направлению. При этом пеленг цели определяется по положению антенной системы в тот момент, когда фазовый сдвиг принимаемых сигналов равен нулю; это соответствует равенству нулю выходного напряжения пеленгатора.

Основной недостаток рассмотренной фазовой системы состоит в том, что нестабильность фазовых сдвигов в каналах усиления приводит к смещению равнофазного направления и появлению ошибок в измерении угловой координаты. Этот недостаток устраняется в фазовых суммарно-разностных угломерных устройствах.

Суммарно-разностное угломерное устройство (рис. 25-46). Принятые сигналы от антенн подводятся к кольцевому мосту, на выходе которого образуется сумма (u_1+u_2) и разность (u_1-u_2) сигналов. Далее суммарный и разностный сигналы усиливаются каждый в своем канале; разностный сигнал проходит через фазовращатель, изменяющий его фазу на 90°. Затем оба сигнала воздействуют на фазовый детектор. В такой системе...

Разрешающая способность фазового пеленгатора равна приблизительно ширине луча отдельной антенны.

Фазовое угломерное устройство с одной антенной. На рис. 25-47 изображена вертикальная штыревая антенна *A*, которая вращается вокруг оси *Oz*. За начало отсчета углов в горизонтальной плоскости принимается направление *С — Ю*. Если скорость вращения антенны равна $\Omega_а$, пеленг источника излучения (цели) $\varphi_ц$ и расстояние между осью вращения и целью *r*, то приближенно текущее значение расстояния между антенной и целью будет равно

$$D = r - R\cos(\Omega_а t - \varphi_ц). \qquad (25\text{-}66)$$

Изменение расстояния приведет к появлению фазовой модуляции сигнала, принимаемого антенной. Электродвижущая сила в антенне будет равна:

$$e_а = E_а \sin\left(\omega t - \frac{2\pi D}{\lambda}\right), \qquad (25\text{-}67)$$

где ω и λ — параметры принимаемых колебаний.

Переменная составляющая фазы колебаний определяется очевидным равенством

$$\Psi = \frac{2\pi R}{\lambda}\cos(\Omega_а t - \varphi_ц); \qquad (25\text{-}68)$$

постоянные фазовые сдвиги не имеют принципиального значения. После усиления напряжение принятого сигнала подводится к первому фазовому детектору, где оно срав-

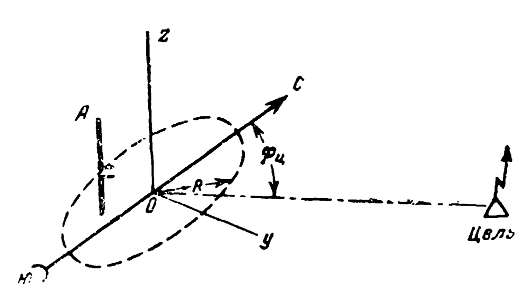


Рис. 25-47. К принципу действия фазовой системы с одной антенной.

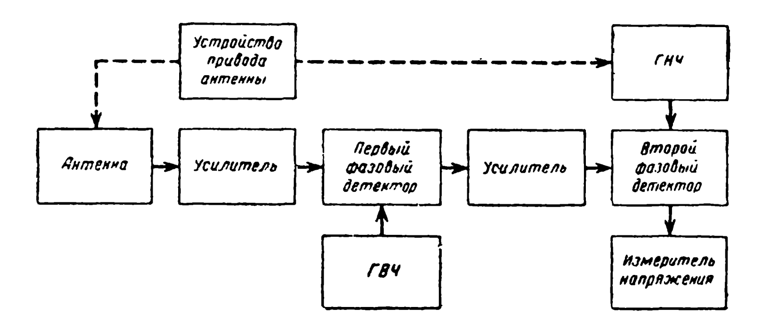


Рис. 25-48. Схема приемника фазовой системы с одной антенной.

нивается с напряжением специального ГВЧ (рис. 25-48). Предполагается, что частота принимаемых колебаний ω известна, а ГВЧ обладает необходимой стабильностью и вырабатывает колебания на частоте ω.

На выходе первого фазового детектора образуется напряжение

$$u_1(t) = U_1 \cos\left[\frac{2\pi R}{\lambda}\cos(\Omega_a t - \varphi_ц)\right]. \tag{25-69}$$

Это напряжение усиливается и подается на второй фазовый детектор, для которого опорным является напряжение ГНЧ, изменяющееся с частотой вращения антенны Ω_a. На выходе второго фазового детектора образуется напряжение, пропорциональное $\cos\varphi_ц$. Выходное напряжение приемника поступает к измерителю, отградуированному в угловых единицах.

Устройство позволяет измерять угол с точностью до стороны, т. е. диапазон однозначного измерения составляет 180°.

Амплитудно-фазовые методы

При использовании амплитудно-фазовых методов диаграмма направленности антенной системы пеленгатора перемещается в пространстве по некоторому заданному закону и угловое положение пеленгуемой цели определяет не только амплитудные изменения выходного сигнала, но и относительную фазу этих изменений амплитуды.

Амплитудно-фазовое устройство с коническим сканированием луча (рис. 25-49). Конусообразный луч $[F(\varphi)]$ вращается вокруг оси OO', смещенной на угол φ_0 относительно направления максимума (OA) диаграммы направленности. Если цель отклонена от оси OO' на угол γ (точка *Ц*), то принимаемый сигнал будет модулирован по амплитуде. Для малых значений угла γ имеет место линейная зависимость глубины модуляции от γ. Направление же отклонения цели от оси OO' характеризуется фазой огибающей. Для малых значений ширины луча (приблизительно $\theta \leqslant 8 \div 10°$) и небольших отклонений цели от оси OO' ($\gamma \leqslant 2 \div 3°$) амплитуда сигнала на выходе антенны будет модулирована по синусоидальному закону

$$U_c = U_0[1 + \gamma a \cos(\Omega_a t - \Psi_ц)], \tag{25-70}$$

где a — коэффициент пропорциональности, равный крутизне пеленгационной характеристики при $\varphi = \varphi_0$; Ω_a — круговая частота вращения луча; $\Psi_ц$ — начальная фаза огибающей модулированного сигнала. Физический смысл фазы $\Psi_ц$ иллюстрируется рис. 25-49, где показана плоскость P, перпендикулярная оси OO' и проходящая через точку *Ц*. Если лежащую в плоскости P ось $O'x$ принять за начало отсчета, то угол $\Psi_ц$ определит положение линии $O'Ц$, т. е. направление отклонения цели от оси OO'. На рис. 25-50 показано изменение амплитуды напряжения на выходе приемника пеленгатора при вращении луча; моменту t_0 соответствует пересечение оси луча OA с осью $O'x$ на плоскости P.

Знание амплитуды и фазы переменной составляющей напряжения на выходе приемника позволяет однозначно определить положение цели в пределах конуса, образованного осью луча OA. Если цель находится на оси OO' (равносигнальное направление), то модуляция отсутствует и амплитуда выходного сигнала постоянна.

Коническое сканирование находит основное применение в радиолокации. В радионавигационных амплитудно-фазовых пе-

ленгаторах применяется, например, коммутация диаграмм направленности вида кардиоиды.

Как известно, кардиоида образуется при суммировании сигналов, принятых рамочной и штыревой антеннами. Диаграммы

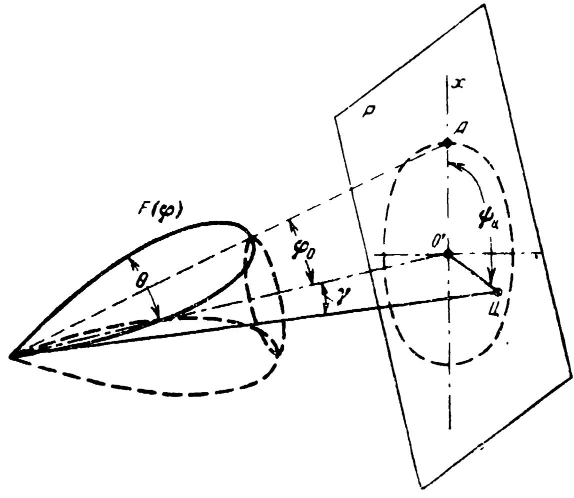


Рис. 25-49. К принципу действия системы с коническим сканированием.

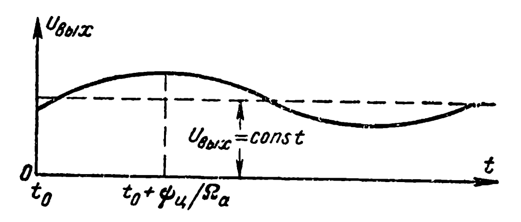


Рис. 25-50. Закон изменения амплитуды принимаемого сигнала $U_{\text{вых}}$.

направленности этих антенн, а также результирующая кардиоида показаны на рис. 25-51. При обычной пеленгации по минимуму кардиоидная диаграмма направленности не позволяет определить, в какую сторону от оси Ox (рис. 25-51, *а*) отклонен источник излучения. Для определения стороны отклонения цели от оси антенны поступают следующим образом. За направление пеленга выбирают направление нулевого приема рамки — ось Oy. Периодически с частотой коммутации $F_{\text{ком}}$ изменяют на 180° фазу напряжения, поступающего от рамки (на рис. 25-51 этому соответствует изменение знаков «+» и «—» на диаграмме направленности рамки). В результате кардиоида будет перемещаться из положения *I* (рис. 25-51, *а*) в положение *II* (рис. 25-51, *б*). Если цель находится на оси Oy, то при изменении положения кардиоиды амплитуда сигнала изменяться не будет. Но если цель смещена в сторону от оси Oy, то сигнал на выходе антенного устройства будет модулирован по амплитуде с частотой $F_{\text{ком}}$, причем фаза огибающей модуляции будет зависеть от стороны, в которую смещена цель. Приняв, например, фазу модуляции для цели $Ц_1$ за нулевую (см. рис. 25-51), для цели $Ц_2$ получим сдвиг фазы огибающей на 180°.

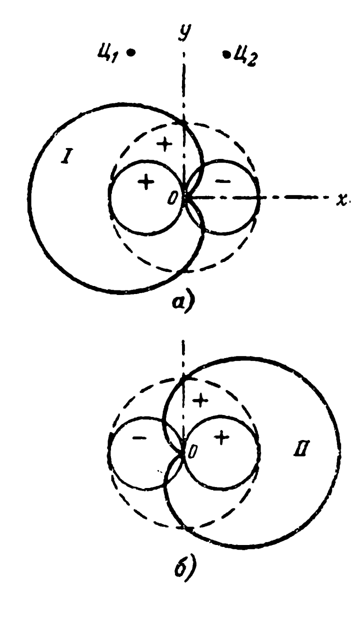


Рис. 25-51. К принципу действия радионавигационного амплитудно-фазового пеленгатора.

На рис. 25-52 приведены графики, характеризующие выходное напряжение приемника для целей $Ц_1$ и $Ц_2$. Используя перемножение в фазовом детекторе выходного

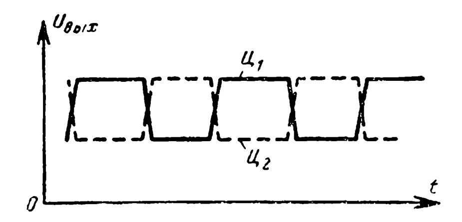


Рис. 25-52. Эпюры выходного напряжения приемника при различных положениях цели.

напряжения приемника с опорным, изменяющимся с частотой $F_{\text{ком}}$, можно получить постоянное напряжение различной полярности в зависимости от стороны отклонения цели от оси Oy.

Синтезирование диаграмм направленности

Для повышения разрешающей способности радиотехнического устройства по угловой координате необходимо сжимать диаграмму направленности его антенны в соответствующей плоскости. Известно, что применительно к зеркальным антеннам ширина луча определяется их раскрывом в соответствующей плоскости и длиной волны

$$\theta = \frac{\lambda}{a}\ [рад].$$

Увеличение размеров антенны и уменьшение длины волны имеют границы, определяемые рядом факторов. Практическим пределом сужения луча в радиотехнических устройствах в большинстве случаев следует считать 1—2°. Более узкие лучи (до нескольких угловых минут) создаются, например, в самолетных радиолокационных станциях обзора земной поверхности, в которых используются вдольфюзеляжные антенны.

Применительно к радиолокационным устройствам, устанавливаемым на движущихся объектах, имеется возможность получить эффект как бы огромного сжатия реальной диаграммы направленности или, как говорят, синтезировать узкую диаграмму направленности.

Принцип синтезирования. Принципиальная возможность синтезирования диаграмм направленности заключается в том, что если РЛУ перемещается в пространстве, то в зависимости от угловых координат целей изменяется допплеровский частотный

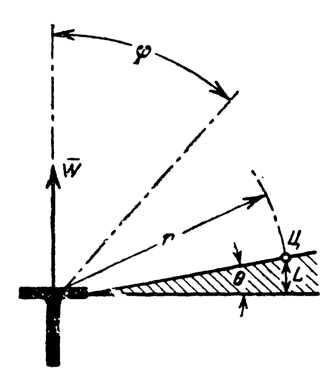


Рис. 25-53. К принципу действия РЛС с боковым обзором.

сдвиг отраженных сигналов; селекция по допплеровской частоте сигналов позволяет обеспечить селекцию целей по угловой координате в пределах ширины луча РЛС. Выделение допплеровской частоты сигналов возможно только в когерентных станциях (см. § 25-4), поэтому синтезирование диаграмм направленности возможно только на базе когерентной техники.

Рассмотрим когерентную самолетную РЛС с боковым обзором, у которой луч шириной θ расположен под углом 90° к направлению полета (рис. 25-53). При скорости полета самолета W допплеровский частотный сдвиг сигналов точечной цели зависит от угла наблюдения φ и равен:

$$F_{доп} = \frac{2W}{\lambda}\cos\varphi. \qquad (25\text{-}71)$$

Цель $Ц$ будет облучаться антенной РЛС в течение времени $T_{обл}$:

$$T_{обл} \approx \frac{L}{W} = \frac{r\theta}{W}. \qquad (25\text{-}72)$$

За время $T_{обл}$ угловая координата цели изменится на ширину луча и соответственно будет меняться допплеровская частота отраженных сигналов. Изменение допплеровской частоты за время облучения цели приблизительно равно [Л. 1]:

$$\Delta F_{доп} = \frac{dF_{доп}}{d\varphi}\theta \approx \frac{2W}{\lambda}\theta \ \ (\text{для } \varphi \approx 90°). \qquad (25\text{-}73)$$

Например, при $W = 1\,000$ *км/ч*, $\lambda = 3$ *см*, $\theta = 1°$ и $r = 300$ *км* получим $T_{обл} = 18$ *сек* и $\Delta F_{доп} = 277$ *гц*.

Соответствующая обработка сигналов с изменяющейся допплеровской частотой и позволяет получить эффект «сжатия» луча. Имеются два принципиально различных пути обработки принятых сигналов.

Фокусированная система синтезирования. Все сигналы, принятые за время облучения цели, трансформируются в один частотно-модулированный сигнал длительностью $T_{обл}$ с частотной девиацией $\Delta F_{доп}$. Этот сигнал обрабатывается в оптимальном согласованном фильтре, где происходит его сжатие в несколько раз ($K_{сж} = T_{обл}\Delta F_{доп}$); соответственно во столько же раз улучшится разрешающая способность РЛС по угловой координате. Если в обычной РЛС линейное разрешение по азимуту на дальности r равно $L = r\theta$ (см. рис. 25-53), то при синтезировании диаграммы направленности рассмотренным путем линейное разрешение по азимуту будет равно $l_{синт} = L/K_{сж} = \lambda/2\theta$. Ширина луча $\theta = \lambda/a$, поэтому $l_{синт} = a/2$, т. е. при оптимальной обработке сигналов линейное разрешение по азимуту в синтезированной системе равно половине линейного размера реальной антенны РЛС. Например, при $r = 300$ *км*, $\theta = 1°$ и $a = 2$ *м* линейное разрешение обычной РЛС составит $L \approx 5$ *км*, а при использовании синтезирования $l_{синт} = 1$ *м*.

Подобная система обработки сигналов позволяет получить максимально возможное «сжатие» луча РЛС и одновременно накопить наибольшую энергию отраженных сигналов. Практическая реализация рассмотренного пути обработки встречает большие трудности, проистекающие главным образом вследствие того, что длительность сигнала изменяется в зависимости от

дальности и требуется менять параметры оптимального фильтра. Для просмотра какого-то диапазона дальностей приходится использовать набор большого количества фильтров, что усложняет систему.

Нефокусированная система синтезирования. Этот путь обработки сигналов сводится к фильтрации узкой полосы доплеровских частот из всего диапазона $\Delta F_{доп}$.

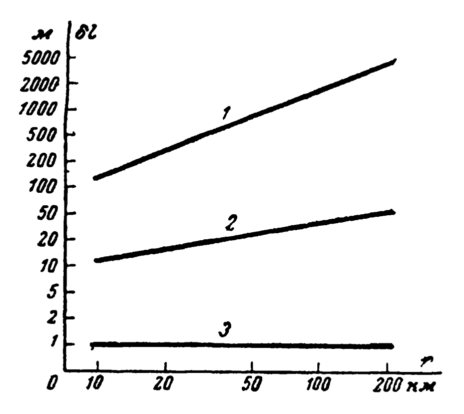


Рис. 25-54. Графики, характеризующие линейное разрешение по азимуту для РЛС различных типов. 1 — РЛС без сжатия; 2 — нефокусированные РЛС; 3 — фокусированные РЛС.

Если полоса фильтрующего устройства $\Delta F_ф$, то разрешающая способность по угловой координате будет улучшена в $\Delta F_{доп}/\Delta F_ф$ раз. Если, например, $\Delta F_{доп}=250$ *гц*, а полоса пропускания фильтрующего устройства $\Delta F_ф=2{,}5$ *гц*, то разрешающая способность по угловой координате при синтезировании увеличится в 100 раз. Наименьшее линейное разрешаемое расстояние при таком методе обработки определяется формулой

$$l_{синт}=\sqrt{\frac{\lambda r}{2}}, \qquad (25\text{-}74)$$

т. е. разрешение зависит от дальности цели.

Нефокусированные системы характеризуются значительно более низкой разрешающей способностью, чем фокусированные, и значительно худшим использованием энергии излученных колебаний, так как отраженные сигналы используются полезно только в течение времени $T_с$, составляющего небольшую часть всего времени облучения цели, т. е.

$$T_с=T_{обл}:\frac{\Delta F_{доп}}{\Delta F_ф}. \qquad (25\text{-}75)$$

Однако техническая реализация нефокусированных систем гораздо проще, поэтому они получили широкое распространение.

Так как при синтезировании диаграмм направленности используются сигналы, принимаемые в течение длительного времени ($T_{обл}$ или $T_с$), то можно говорить как бы о создании антенн с большим раскрывом, равным соответственно $A_ф=T_{обл}W=r\theta$ для фокусированных систем и $A_{н.ф}=T_сW$ — для нефокусированных. Например, при $r=300$ *км*, $\theta=1°$ и $\Delta F_{доп}/\Delta F_ф=100$ эффективный раскрыв антенны фокусированной системы синтезирования равен $A_ф=5$ *км*, а нефокусированной системы $A_{н.ф}=50$ *м*.

На рис. 25-54 приведены графики, характеризующие *линейное разрешаемое расстояние* δl для обычных РЛС, нефокусированных и фокусированных систем при линейном размере антенны РЛС $a=2$ *м* и $\lambda=3$ *см*.

Точность измерения при синтезировании. При использовании непрерывного излучения угловая координата цели измеряется синтезированными системами однозначно, так как зависимость доплеровской частоты $F_{доп}$ от угла наблюдения φ имеет монотонный характер (рис. 25-55, пунктирная кривая). При импульсной работе РЛС частота амплитудной модуляции ($F_{мод}$) сигналов на выходе фазового детектора не может превышать половину частоты следования импульсов ($F_{мод}\leqslant F_и/2$), поэтому при изменении угла наблюдения цели в широких пределах зависимость частоты модуляции от угла наблюдения характеризуется неоднозначностью; график $F_{мод}(\varphi)$ для импульсной станции изображен на рис. 25-55 сплошной линией. Если иметь в виду нефокусированную систему синтезирования, в которой осуществляется узкополосная фильтрация доплеровских частот либо

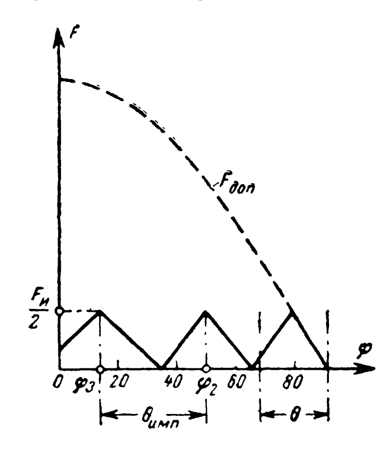


Рис. 25-55. Зависимость частоты амплитудной модуляции сигналов в импульсных РЛС и частоты Допплера от угловой координаты цели.

вблизи нуля, либо вблизи максимума частоты модуляции, то для обеспечения однозначности отсчета угловой координаты цели необходимо выбрать достаточно узкую диаграмму направленности реальной антенны РЛС В пределах ширины диаграммы должно находиться не более одного максимума (или нуля) функции $F_{мод}(\varphi)$, т. е.

приближенно условие однозначности

$$\theta \leqslant F_и \frac{d\varphi}{dF_{мод}} . \qquad (25\text{-}76)$$

Точность измерения угловой координаты целей синтезированной системой зависит от ошибок измерения истинной скорости движения летательного аппарата и случайного значения скорости собственного движения.

При определении угловой координаты цели по измеренному значению $F_{изм}$ доплеровской частоты сигнала (вблизи $\varphi=90°$) следует использовать формулу (25-71), в которую подставляется измеренное значение скорости полета $W_{изм}$:

$$F_{изм}=\frac{2W_{изм}}{\lambda} \cos \varphi_0,$$

где φ_0 — расчетный пеленг цели.

Так как скорость полета измеряется с ошибкой ΔW и вследствие собственного движения целей может возникнуть дополнительный доплеровский сдвиг сигнала $F_ц$, то в действительности измеренному значению доплеровской частоты будет соответствовать иное значение угловой координаты цели (φ_1):

$$F_{изм}=\frac{2(W+\Delta W)}{\lambda} \cos \varphi_1 + F_ц . \qquad (25\text{-}77)$$

Различие значений φ_0 и φ_1 является дополнительной потенциальной составляющей ошибки измерения угловой координаты. Эта составляющая ошибки может достигать нескольких градусов. При использовании непрерывного излучения в РЛС ширина первичной диаграммы направленности должна выбираться с учетом возможных угловых ошибок

$$\theta \geqslant 2|\varphi_1 - \varphi_0|_{макс} . \qquad (25\text{-}78)$$

Если условие (25-78) не будет выполнено, то станция не примет полезного сигнала цели, так как за время нахождения цели в луче РЛС требуемая доплеровская частота получена не будет.

В импульсных РЛС частота амплитудной модуляции сигналов не превышает $F_и/2$. Поэтому если ширина луча (диаграммы направленности) РЛС равна угловому расстоянию между направлениями, соответствующими соседним нулям или соседним максимумам функции $F_{мод}(\varphi)$ (на рис. 25-55, например, показано $\theta_{имп}=\varphi_2-\varphi_3$), то при облучении цели в какой-то момент обязательно будет получен сигнал с заданным доплеровским частотным сдвигом. В данном случае дополнительная составляющая ошибки измерения угловой координаты не может превышать половины ширины луча РЛС, а ее среднеквадратичное значение равно:

$$(\sigma_{пот})_{доп} = \frac{\theta}{2\sqrt{3}} . \qquad (25\text{-}79)$$

Автоматическое сопровождение по угловым координатам

При автоматическом сопровождении целей по угловым координатам равносигнальное или равнофазное направление антенной системы остается непрерывно направленным на выбранную цель, т. е. «следит» за целью. Это позволяет с высокой точностью определять угловые координаты цели, а также получать данные об угловой скорости перемещения цели относительно радиотехнического устройства.

При автоматическом сопровождении целей чаще всего применяют пеленгационные устройства с коническим сканированием луча или моноимпульсные системы. Выходное напряжение пеленгатора используется для управления поворотом антенной системы таким образом, чтобы равносигнальное или равнофазное направление совмещалось с направлением на цель.

Система автоматического сопровождения при использовании конического сканирования луча (рис. 25-56). Передающее устройство, используемое в РЛС для облучения целей, на схеме не показано; предполагается, что тем или иным путем цель превращается в источник радиоволн.

Коническое вращение диаграммы направленности антенны осуществляется с помощью двигателя сканирования. Перемещение антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях обеспечивается двумя независимыми двигателями угла места и азимута. Если равносигнальное направление антенны не направлено на цель, то амплитуда принимаемых сигналов модулируется приблизительно по синусоидальному закону [см. формулу (25-70)]. На выходе приемника выделяется переменная составляющая огибающей колебаний, называемая *сигналом ошибки*,

$$u_{ош} = U_0\gamma \cos(\Omega_а t - \Psi_ц) . \qquad (25\text{-}80)$$

С помощью двух фазовых детекторов вырабатываются управляющие напряжения $U_{аз}$ и $U_{у.м}$, пропорциональные величине отклонения равносигнального направления антенны от цели в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. Выходные напряжения фазовых детекторов будут равны:

в канале угла места

$$U_{у.м} = k\gamma \cos \Psi_ц,$$

в канале азимута

$$U_{аз} = k\gamma \sin \Psi_ц .$$

Эти напряжения воздействуют на двигатели угла места и азимута, которые поворачивают антенну, совмещая равносигнальное направление с направлением на цель.

Опорные напряжения создаются специальным генератором опорного напряжения (ГОН), приводимым в действие двигателем сканирования; оба напряжения изменяются по синусоидальному закону с частотой вращения диаграммы направленности и отличаются друг от друга только сдвигом по

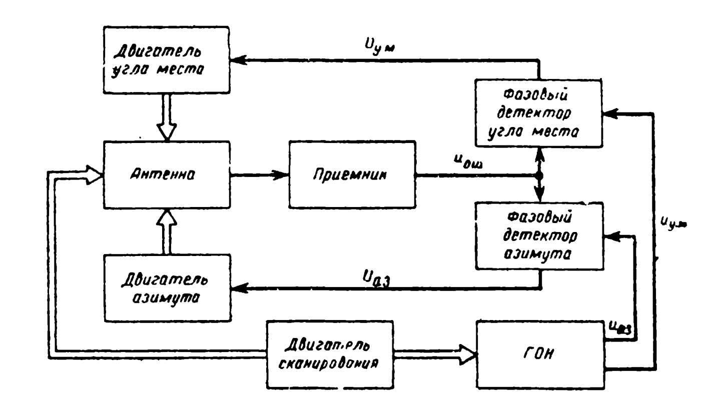


Рис. 25-56. Схема системы автосопровождения по угловым координатам при использовании конического сканирования.

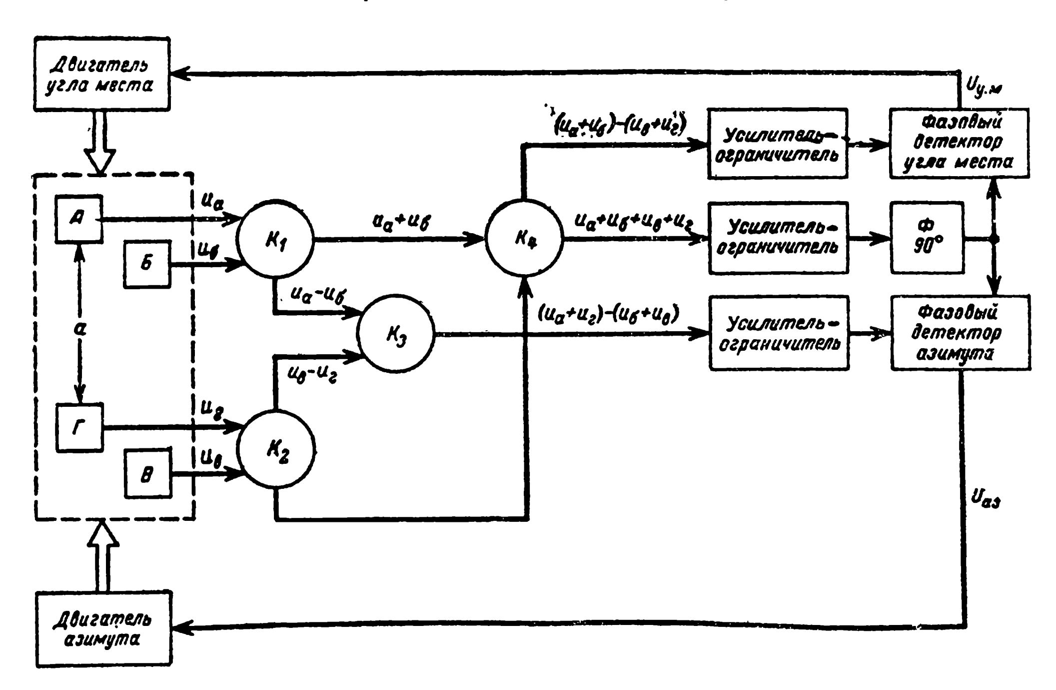


Рис. 25-57. Схема фазовой суммарно-разностной системы автосопровождения по угловым координатам.

фазе на 90°. Опорное напряжение канала угла места достигает максимума в те моменты, когда диаграмма направленности находится в верхнем и нижнем положениях; его начальная фаза принимается равной нулю

$$u_{у.м} = U_{оп} \cos \Omega_а t,$$

а опорное напряжение канала азимута максимально при крайнем правом и крайнем левом положениях диаграммы направленности, т. е.

$$u_{аз} = U_{оп} \sin \Omega_а t.$$

Для того чтобы система начала работать, необходимо повернуть антенну таким образом, чтобы цель оказалась в пределах конуса сканирования.

Амплитудная суммарно-разностная моноимпульсная система автосопровождения (см. рис. 25-41). При автосопровождении по угловым координатам выходные напряжения приемников угла места и азимута подводятся не к измерителям, а используются для управления двигателями, поворачивающими антенну по углу места и азимуту. В момент совмещения равносигнального направления антенны с направлением

на цель выходные напряжения становятся равными нулю и перемещение антенны прекращается.

Фазовая суммарно-разностная моноимпульсная система автосопровождения (рис. 25-57). Устройство имеет четыре приемные антенны; в отличие от амплитудной системы центры антенны разнесены ($a \geqslant \lambda$), а диаграммы направленности антенн в пространстве совпадают. От антенн сигналы подводятся к кольцевым мостам, где осуществляется суммирование и вычитание высокочастотных колебаний. В отличие от амплитудной в фазовой системе вводится сдвиг по фазе опорного суммарного напряжения на 90°. От фазовых детекторов напряжения $U_{у.м}$ и $U_{аз}$, пропорциональные угловому рассогласованию равнофазного направления антенны и направления на цель, поступают к двигателям, осуществляющим поворот антенного устройства. При нахождении цели на равнофазном направлении напряжения $U_{у.м}$ и $U_{аз}$ становятся равными нулю и движение антенны прекращается.

Потенциальная составляющая разрешающей способности при автоматическом сопровождении равна приблизительно удвоенной ширине луча радиотехнического устройства, при использовании амплитудных и амплитудно-фазовых методов, и ширине луча при использовании фазового метода.

Потенциальная составляющая ошибки измерения угловых координат при автосопровождении определяется не только наличием шумов приемника, но и флуктуациями амплитуды (для систем со сканированием) и фронта волны отраженного сигнала, а также инерционностью следящей системы.

25-4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ

Измерение радиальной скорости движения цели относительно РЛС основано на использовании эффекта Допплера. Если

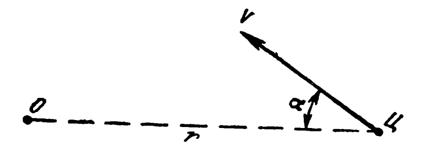


Рис. 25-58. К определению радиальной составляющей скорости цели.

объект наблюдения (точка *Ц* на рис. 25-58) движется в пространстве со скоростью $\overline{V}$, а из неподвижной точки *О* излучаются колебания на частоте $f_{изл}$, то частота колебаний, облучающих объект наблюдения, вследствие эффекта Допплера будет отлична от $f_{изл}$ и равна:

$$f_{обл} = f_{изл}\left(1 + \frac{V_р}{c}\right), \qquad (25\text{-}81)$$

где $V_р = V\cos\alpha$ — радиальная составляющая скорости объекта наблюдения.

Частота колебаний, отраженных объектом, будет равна частоте облучения: $f_{отр} = f_{обл}$, но расположенный в точке *О* приемник из-за эффекта Допплера зафиксирует иную частоту приходящих отраженных колебаний:

$$f_{пр} = f_{отр}\left(1 + \frac{V_р}{c}\right) = f_{изл}\left(1 + \frac{V_р}{c}\right)^2. \qquad (25\text{-}82)$$

Так как обычно $V_р \ll c$, то

$$\left(1 + \frac{V_р}{c}\right)^2 \approx 1 + \frac{2V_р}{c}$$

и

$$f_{пр} = f_{изл}\left(1 + \frac{2V_р}{c}\right). \qquad (25\text{-}83)$$

Из (25-83) можно видеть, что различие частот излучаемых и принимаемых колебаний (после их отражения от объекта наблюдения) пропорционально радиальной составляющей скорости цели. Допплеровское изменение частоты колебаний равно:

$$F_{доп} = \frac{2V_р}{c} f_{изл} = \frac{2V_р}{\lambda} = \frac{2V\cos\alpha}{\lambda}, \qquad (25\text{-}84)$$

а радиальная составляющая скорости

$$V_р = \frac{\lambda F_{доп}}{2}. \qquad (25\text{-}85)$$

Ошибка измерения скорости, так же как и ошибка измерения любого другого параметра, определяется по формуле (25-5). Ошибки измерения возникают вследствие кривизны траектории распространения радиоволн: радиолуч не совпадает с прямой *ОЦ* (см. рис. 25-58), радиоволна подходит к цели с несколько иного направления, а измеренное значение допплеровской частоты соответствует проекции скорости цели на истинное направление прихода волны. Абсолютное значение ошибок невелико. Так, например, для цели, двигающейся со скоростью 6 *км/сек*, ошибка определения частоты сигнала не превышает 100 *гц* при самых неблагоприятных условиях как в тропосфере, так и в ионосфере. Для длины волны 30 *см* (наиболее короткие волны, для которых имеет смысл учитывать искривление траекторий) ошибка в допплеровской частоте 100 *гц* соответствует ошибке по скорости 15 *м/сек*.

Потенциальная составляющая ошибки измерения скорости определяется шириной спектра сигнала ($\Delta f_с$) и соотношением сигнал/шум

Для импульсных сигналов гауссовой формы длительностью $\tau_и$, не содержащих внутриимпульсной модуляции,

$$\sigma(V)_{пот} = \frac{\lambda \Delta f_c}{2\pi \sqrt{2R}} = \frac{\lambda}{2\sqrt{\pi}\,\tau_и \sqrt{2R}}; \qquad (25\text{-}86)$$

В формулах (25-86) и (25-87) величина R является результирующим отношением сигнал/шум за время накопления энергии сигнала.

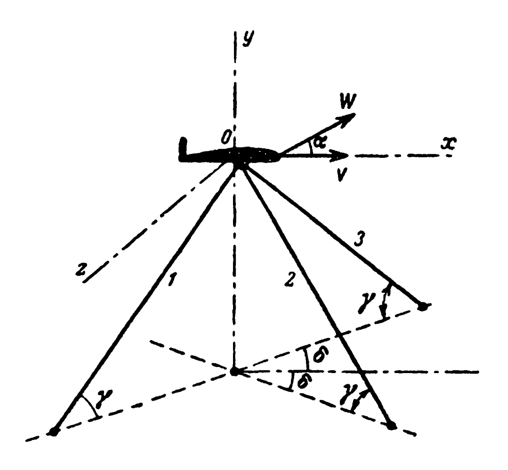


Рис. 25-59. К принципу действия самолетного измерителя путевой скорости.

Общая разрешающая способность по частоте определяется формулой (25-10). Потенциальная составляющая разрешающей способности равна:

$$(\delta V)_{пот} \approx 0{,}75\,\lambda \Delta f_c \qquad (25\text{-}87)$$

В радионавигации измерение допплеровских частотных сдвигов сигналов используется для определения абсолютной скорости движения летательного аппарата или корабля.

Допплеровские измерители путевой скорости и угла сноса (ДИСС). Рассмотрим самолет, летящий над земной поверхностью (рис. 25-59). Центр тяжести самолета является началом системы координат O, x, y, z; воздушная скорость самолета $\overline{V}$ направлена вдоль оси Ox. При действии ветра реальная (путевая) скорость самолета $\overline{W}$ не равна воздушной ни по направлению, ни по модулю. Если на самолете установить три измерителя допплеровских частот, узкие лучи которых (*1, 2, 3*) направлены к земле, то, произведя независимые измерения допплеровских частот в трех точках земной поверхности, можно определить составляющие путевой скорости самолета по осям Ox, Oy, Oz:

$$\left.\begin{aligned} W_x &= \frac{\left(|F'_{доп}| + |F''_{доп}|\right)\lambda}{4\cos\gamma\cos\delta}; \\ W_z &= \frac{\left(|F''_{доп}| - |F'''_{доп}|\right)\lambda}{4\cos\gamma\sin\delta}; \\ W_y &= \frac{\left(|F'_{доп}| - |F'''_{доп}|\right)\lambda}{4\sin\gamma}. \end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}88)$$

При горизонтальном полете самолета можно определить модуль путевой скорости W и угол сноса α (угол в горизонтальной плоскости между векторами $\overline{V}$ и $\overline{W}$):

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{W_z}{W_x} = \frac{|F''_{доп}| - |F'''_{доп}|}{|F'_{доп}| + |F''_{доп}|}\operatorname{ctg}\delta; \qquad (25\text{-}89)$$

$$W = \frac{W_x}{\cos\alpha} = \frac{|F'_{доп}| + |F''_{доп}|}{4\cos\gamma\cos\delta\cos\alpha}\lambda. \qquad (25\text{-}90)$$

Некоторые конструктивные преимущества делают целесообразным применение в таких допплеровских измерителях путевой скорости и угла сноса четырех лучей, но принципиальная сторона дела от этого не изменяется.

При использовании ДИСС следует принимать во внимание две дополнительные потенциальные составляющие погрешности измерения допплеровской частоты. Первая из них возникает вследствие того, что луч антенны облучает на земле некоторую площадку, различные точки которой характеризуются неодинаковыми допплеровскими сдвигами. Сигнал содержит не одну допплеровскую частоту, а спектр частот. Среднее значение допплеровской частоты будет в этих условиях измеряться с ошибкой

$$\sigma(F)_{дополн} \approx \sqrt{0{,}5\Delta f_{доп}\Delta F_{ф}}, \qquad (25\text{-}91)$$

где $\Delta f_{доп}$ — ширина полосы энергетического спектра допплеровских частот; $\Delta F_{ф}$ — полоса пропускания фильтра нижних частот измерителя.

Вторая составляющая определяется движением самой отражающей поверхности (например, воды). Величина ошибки составляет доли процента (0,2—0,5%) от номинального значения допплеровской частоты.

В радиолокации, как правило, измерения абсолютных значений допплеровских частотных сдвигов сигналов не производят, но факт наличия допплеровского смещения используется для улучшения разрешающей способности РЛС по азимуту (см. § 25-3), селекции целей по скорости движения и, в частности, для разделения движущихся и неподвижных целей.

Измерение скорости при непрерывном излучении

Простейшее устройство для измерения допплеровской частоты (рис. 25-60). Передатчик излучает непрерывные колебания на частоте f_0. Отраженные от цели сигналы на частоте $f_0+F_{доп}$ через приемную антенну

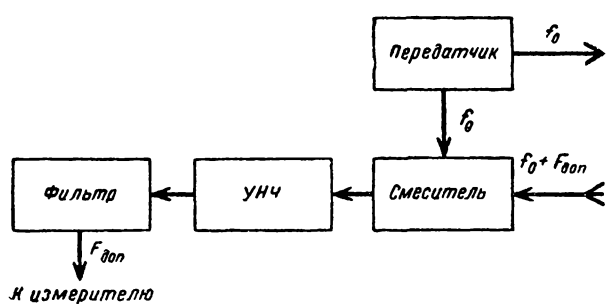


Рис. 25-60. Схема простейшего устройства для измерения допплеровской частоты.

поступают к смесителю; сюда же через аттенюатор подводятся высокочастотные колебания от передатчика. После смесителя выделяются сигналы с допплеровской частотой. Они усиливаются и поступают к собственно измерителю.

Если имеется только одна цель (например, в радионавигационных устройствах это Земля), то в качестве измерительного устройства можно использовать счетчик импульсов (рис. 25-61). Измеритель включает полосовой фильтр, полоса пропускания которого соответствует диапазону возможных изменений допплеровской частоты; схему ограничения синусоидального напряжения и формирования стандартных импульсов в моменты перехода синусоидального напряжения через нуль, например, снизу вверх; счетчик импульсов, выходное напряжение которого пропорционально числу выработанных стандартных импульсов в единицу времени; вольтметр, позволяющий измерить выходное напряжение счетчика импульсов.

Рассмотренное устройство представляет собой устройство с внутренней когерентностью. В нем осуществляется перемножение двух когерентных напряжений: одного, создаваемого передатчиком, и второго, представляющего собой принятый приемником отраженный от цели сигнал. Строго говоря, *когерентными* называются два гармонических колебания, характеризующиеся тем, что разность фаз между ними на интервале наблюдения $T_н$ остается постоянной.

Пусть излучаемые колебания представляют собой гармонические колебания $u_{изл}(t)=U_0\sin(\omega_0 t+\psi_0)$, фаза которых изменяется по линейному закону

$$\psi_{изл}=\omega_0 t+\psi_0. \qquad (25\text{-}92)$$

Сигнал, отраженный от цели, может быть записан следующим образом:

$$u_{пр}(t)=U_{пр}\sin\psi_{пр},$$

где $\psi_{пр}$ — фаза принимаемых колебаний.

Если цель неподвижна и находится на дальности r_0 от радиотехнического устройства, то фаза принимаемых колебаний равна:

$$\psi_{пр}=\omega_0(t-t_r)+\psi_0+\psi_{отр},$$

где $t_r=2r_0/c$ — время запаздывания отраженных колебаний; $\psi_{отр}$ — изменение фазы при отражении от цели.

Перемножение указанных напряжений осуществляется в смесителе. На выходе смесителя получим составляющую, пропорциональную косинусу разности фаз обеих напряжений.

Для неподвижной цели эта разность фаз является постоянной величиной

$$\Delta\psi=\psi_{изл}-\psi_{пр}=\frac{2r_0}{c}\omega_0-\psi_{отр}=\text{const}$$

и выходное напряжение смесителя также будет постоянным.

При движении цели время запаздывания отраженных сигналов становится величиной переменной

$$t_r=\frac{2}{c}(r_0-V_р t),$$

где $V_р$ — радиальная составляющая скорости цели.

Поэтому для движущейся цели и разность фаз напряжений, подводимых к смесителю, переменная величина:

$$\Delta\psi=\psi_{изл}-\psi_{пр}=\frac{2r_0}{c}\omega_0-\psi_{отр}+\frac{2\omega_0 V_р t}{c}. \qquad (25\text{-}93)$$

Переменная составляющая напряжения на выходе смесителя будет равна:

$$u_{вых}(t)=U_{вых}\cos\frac{2\omega_0 V_р t}{c}.$$

Здесь $2\omega_0 V_р/c=\Omega_{доп}$ представляет собой допплеровское частотное смещение отраженного сигнала.

Несмотря на то что при движении цели разность фаз перемножаемых напряжений изменяется с допплеровской частотой, напряжения называют когерентными, так как существует строгая временная связь любой части каждого колебания с любой другой его частью. Флуктуации генерируемых передатчиком колебаний (по амплитуде, частоте или начальной фазе) нарушают когерентность перемножаемых напряжений, при-

водят к случайным изменениям выходного напряжения смесителя, что можно охарактеризовать как эквивалентное уменьшение отношения сигнал/шум. Считается допустимым случайное изменение фазы опорного напряжения (передатчика) за время запаздывания отраженных сигналов (t_r) не более чем на 15° ($\pi/12$ *рад*). При этом допустимое изменение частоты генератора определяется формулой

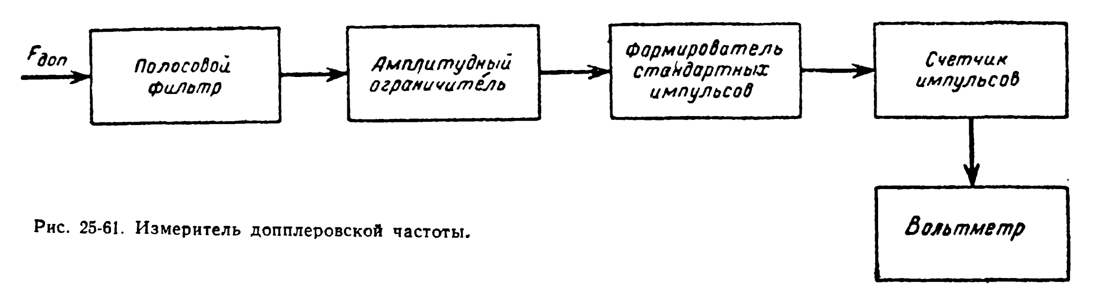


Рис. 25-61. Измеритель допплеровской частоты.

$$\frac{\Delta f_г}{t_r} = \frac{1}{24\,(t_r)^2}. \qquad (25\text{-}94)$$

Например, при $t=1$ *мсек* получим $\Delta f_г/t_r \doteq 83$ *кгц/сек*. При номинальном значении частоты излучаемых колебаний $f_0=10^{10}$ *гц* допустимая нестабильность за 1 *мсек* приблизительно равна 10^{-8}.

Основным недостатком рассмотренного выше радиотехнического устройства является его низкая чувствительность вследствие того, что применяемые, как правило, кристаллические смесители имеют большой уровень шума в диапазоне допплеровских частот.

Супергетеродинная схема приемника для измерения допплеровской частоты (рис. 25-62). В этой схеме можно получить более высокую чувствительность. После

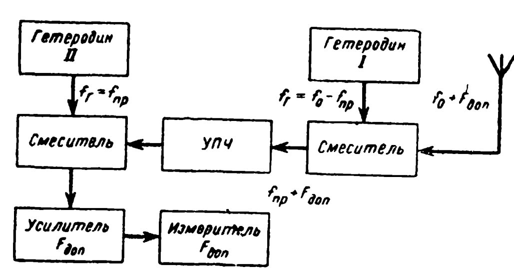


Рис. 25-62. Схема супергетеродинного приемника для измерения допплеровской частоты.

первого смесителя образуются колебания на промежуточной (относительно высокой) частоте, для которой уровень шумов, создаваемых смесителем, гораздо ниже. Основное усиление сигнала происходит на промежуточной частоте. Далее имеется второй смеситель (и второй гетеродин), после которого образуются колебания допплеровской частоты, поступающие в измеритель. В этой схеме для обеспечения когерентности устройства необходимо предъявить жесткие требования к стабильности колебаний обоих гетеродинов. Иногда для жесткого согласования частот передатчика и первого гетеродина применяют схемы АПЧ первого гетеродина. Однако схемы АПЧ сами являются источником случайных изменений фазы колебаний гетеродина при флуктуациях используемых в них управляющих напряжений.

В некоторых радионавигационных системах необходимо определять знак допплеровской частоты, который характеризует направление движения. Для решения этой задачи используются так называемые д и с к р и м и н а т о р ы н у л е в ы х б и е н и й.

Схема дискриминатора изображена на рис. 25-63. К одному из смесителей подводится напряжение второго гетеродина непосредственно, а ко второму — через фазовращатель, поворачивающий фазу напряжения на $\pi/2$. В зависимости от значения частоты в УПЧ ($f_{пр}+F_{доп}$ или $f_{пр}-F_{доп}$) на выходе первого смесителя получим $u_1(t) = U\cos(\pm\Omega_{доп}t) = U\cos\Omega_{доп}t$, а на выходе второго $u_2(t) = U\cos(\pm\Omega_{доп}t+\pi/2) = U\cos(\Omega_{доп}t\pm\pi/2)$. Фазу колебаний допплеровской частоты, образующихся на выходе первого смесителя, дополнительно изменяют с помощью фазовращателя на $\pi/2$, т. е. $u'_1(t) = U\cos(\Omega_{доп}t+\pi/2)$. После этого колебания с выходов обоих каналов подводят к фазовому детектору. Если $F_{доп}>0$, то фаза колебаний в обоих плечах одинакова и напряжение на выходе фазового детектора положительно. А при $F_{доп}<0$ колебания в плечах фазового детектора сдвинуты по фазе на π и выходное напряжение отрицательно. Таким образом, счетчик указывает абсолютное значение допплеровского смещения, а дискриминатор нулевых биений — его знак.

Часто недостатком измерителей допплеровских частот, в которых используется непрерывное излучение, является невозможность устранить просачивание излучаемых передатчиком колебаний на вход приемника. Это объясняется невозможностью полностью развязать приемную и передающую антенны, а также переизлучением близко расположенных предметов и гидрометеоров (дождь, град, снег и т. д.). Амплитуда и фаза просачивающихся колебаний изменя-

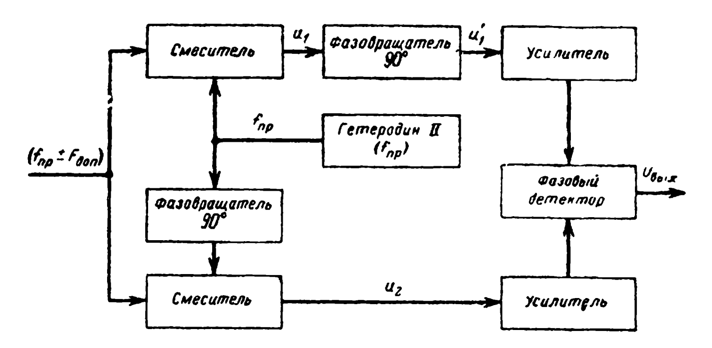


Рис. 25-63. Схема дискриминатора нулевых биений.

ются случайным образом вследствие относительных перемещений различных частей радиотехнического устройства и посторонних предметов. Поэтому компенсировать каким-либо образом просачивающиеся колебания нельзя, и их можно рассматривать как дополнительный шум на входе приемника. Характерная особенность этого шума состоит в том, что его мощность пропорциональна мощности передатчика и соотношение сигнал/шум в станциях с непрерывным излучением не улучшается с увеличением мощности излучения.

От этого недостатка свободны импульсные устройства, чем и объясняется их широкое распространение.

Рис. 25-64. Схема импульсной когерентной РЛС с многокаскадным передатчиком.

Измерение скорости при импульсном излучении

Импульсные станции также позволяют измерять допплеровский частотный сдвиг отраженных сигналов, но для этого они должны отвечать двум условиям:

во-первых, станции должны быть когерентными;

во-вторых, должно быть соответствующим образом выбрано значение частоты следования импульсов.

Когерентность станций достигается в основном двумя путями. Первый путь состоит в использовании многокаскадного передатчика, задающий генератор которого играет роль источника когерентного напряжения.

Импульсная когерентная РЛС с многокаскадным передатчиком (рис. 25-64). Задающий генератор работает на частоте, равной промежуточной. Колебания задающего генератора умножаются по частоте, усиливаются по мощности, проходят через модулируемый каскад и поступают в антенну. Принимаемый сигнал проходит в ту же антенну, и через антенный переключатель (АП), смеситель, УПЧ поступает к фазовому детектору. К фазовому детектору подводится также напряжение от задающего генератора. Если цель неподвижна, то разность фаз опорного напряжения и сигнала постоянна, и на выходе фазового детектора будут образовываться импульсы постоянной амплитуды. На рис. 25-65 показано напряжение на выходе фазового детектора, соответствующее сигналам от двух неподвижных целей *1* и *2*, находящихся на разных дальностях.

Сигналы от движущейся цели имеют переменный фазовый сдвиг относительно

опорного напряжения, поэтому их амплитуда после фазового детектора модулирована допплеровской частотой (при условии, что $F_{доп} \leqslant F_и/2$). На рис. 25-66 изображено напряжение на выходе фазового детектора при поступлении на вход приемника сигналов движущейся цели. Выделив огибающую колебаний (например, с помощью пикового детектора), можно измерять допплеровскую частоту.

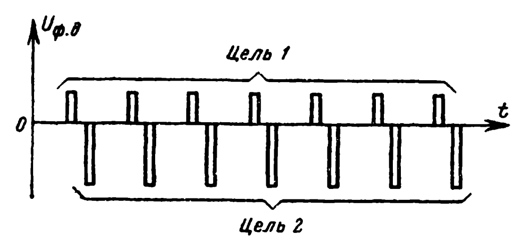


Рис. 25-65. Напряжение на выходе фазового детектора для неподвижных целей.

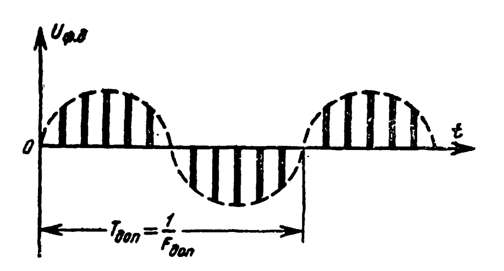


Рис. 25-66. Напряжение на выходе фазового детектора при перемещении цели.

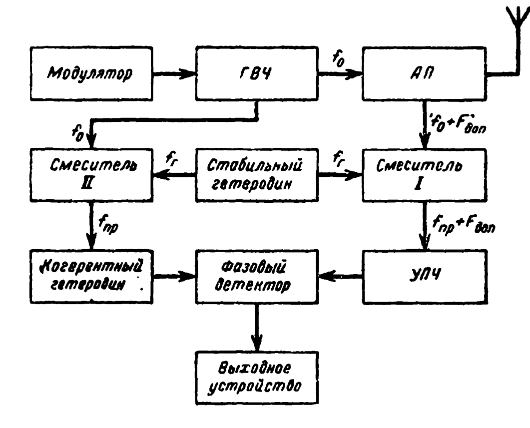


Рис. 25-67. Схема импульсной когерентной РЛС с фазируемым гетеродином.

Импульсная когерентная РЛС с фазируемым гетеродином (рис. 25-67). Второй путь создания когерентного напряжения в импульсных станциях состоит в том, что импульсный передатчик во время генерации очередного излучаемого импульса фазирует специальный генератор опорного напряжения — так называемый когерентный гетеродин. В течение времени распространения радиоволн до цели и обратно когерентный гетеродин вырабатывает напряжение с заданной начальной фазой и частотой.

Особенность импульсных станций состоит в том, что линейная зависимость между допплеровской частотой сигнала и частотой амплитудной модуляции ($F_{мод}$) импульсов на выходе фазового детектора имеет место лишь при выполнении условия [Л. 1]

$$F_{доп} \leqslant \frac{F_и}{2}, \qquad (25\text{-}95)$$

т. е. допплеровская частота должна составлять не более половины частоты следования импульсов. Формула (25-95) определяет диапазон однозначного измерения допплеровской частоты при импульсном методе.

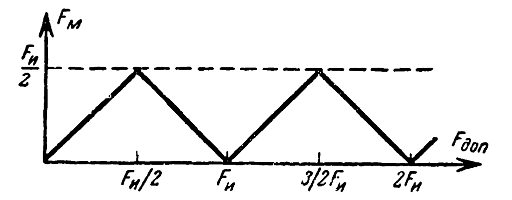


Рис. 25-68 Зависимость частоты амплитудной модуляции импульсных сигналов от допплеровской частоты.

Зависимость частоты амплитудной модуляции импульсов от допплеровской частоты при неограниченном увеличении последней и фиксированном значении частоты следования импульсов характеризуется графиком на рис. 25-68. В частности, при

$$F_{доп} = kF_и, \qquad (25\text{-}96)$$

где k — целое число, частота амплитудной модуляции равна нулю, т. е. при выполнении условия (25-96) движущаяся цель воспринимается радиотехническим устройством как неподвижная. Учитывая формулу (25-84), получаем, что для фиксированного направления движения цели ($\cos\alpha = \text{const}$) при скорости, равной

$$V = k\frac{F_и \lambda}{2\cos\alpha}, \qquad (25\text{-}97)$$

движущуюся цель нельзя отличить от неподвижной. Скорости движения, отвечающие уравнению (25-97), называются слепыми.

Если скорость движения цели зафиксирована, но меняется направление ее движения, то при условии

$$\cos\alpha = k\frac{\lambda F_и}{2V} \qquad (25\text{-}98)$$

подвижную цель также нельзя отделить от неподвижной. Направления движения,

определяемые соотношением (25-98), называются слепыми.

Таким образом, для измерения заданных значений $F_{доп}$ необходимо выбрать частоту следования импульсов в соответствии с (25-95).

Некогерентные РЛС (рис. 25-69). Имеются так называемые станции с внешней когерентностью (некогерентные), в которых в качестве опорного используется напряжение второго отраженного сигнала. Например, в самолетных измерителях путевой скорости и угла сноса сопоставляются сигналы, принятые одновременно двумя разнесенными антеннами; эти сигналы отражаются различными участками земной поверхности, находящимися на одинаковом расстоянии от самолета. Если лучи антенн расположены симметрично относительно вертикальной оси самолета и направлены один вперед, другой назад, то один сигнал будет содержать частоту (f_0+ $+F_{доп}$), а второй ($f_0-F_{доп}$). Сигналы суммируются в высокочастотном тракте и после усиления в тракте УПЧ подводятся к детектору (рис. 25-69), где происходит возведение суммы в квадрат. На выходе детектора образуются видеоимпульсы, модулированные частотой $2F_{доп}$ и ее гармониками. Отфильтровывая частоту $2F_{доп}$, можно производить необходимые измерения. (Передатчик станции на рис. 25-69 не показан.)

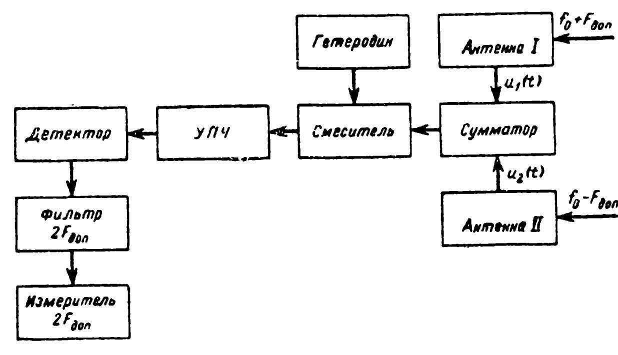


Рис 25-69. Схема приемника измерительного устройства с внешней когерентностью.

Радиотехнические устройства с внешней когерентностью значительно проще когерентных. При их использовании не предъявляется высоких требований к стабильности частоты передатчика и гетеродинов. Основным недостатком устройств является гораздо более низкая чувствительность, чем у когерентных, при прочих равных условиях. Объясняется это тем, что при возведении напряжения в квадрат в процессе детектирования энергия сигнала дробится между многими гармониками полезной частоты. Все составляющие, кроме одной отфильтровываемой, следует рассматривать как шум. Следовательно, отношение сигнал/шум на выходе детектора существенно уменьшается.

Селекция движущихся и неподвижных целей

В радиолокации большое значение имеют методы разделения (селекции) движущихся и неподвижных целей по доплеровскому частотному сдвигу отраженных сигналов, хотя измерение этого сдвига в таких случаях и не производится. Простейшим методом, позволяющим разделять цели, является наблюдение импульсных сигналов, образующихся на выходе фазового детектора, на электроннолучевом индикаторе с амплитудной отметкой. Сигналы от неподвижных целей создадут на экране индикатора отметки определенной полярности и амплитуды (*А* и *Б*), а отметки от движущихся целей (*В* и *Г*) будут пульсировать (рис. 25-70).

Часто бывает желательным не пропускать к выходному устройству РЛС сигналы от неподвижных объектов, а наблюдать только движущиеся цели. В этих случаях до выходного устройства применяют так называемую череспериодную компенсацию импульсных сигналов, заключающуюся в вычитании последующего сигнала из предыдущего; если цель неподвижна и амплитуда импульсных сигналов на выходе фазового детектора постоянна, то после череспериодной компенсации

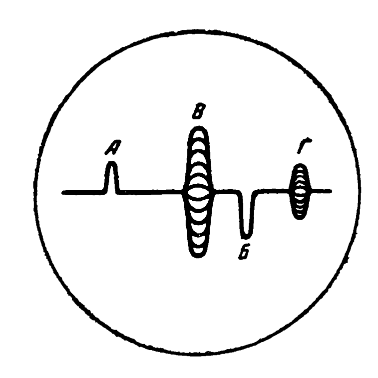


Рис. 25-70. Изображение сигналов от подвижных *В* и *Г* и неподвижных *А* и *Б* целей на экране индикатора радиотехнического устройства.

амплитуда результирующего сигнала будет равна нулю. Для подвижной цели амплитуда импульсов изменяется по синусоидальному закону, поэтому после череспериодной компенсации будет образовываться сигнал с модуляцией амплитуды также по синусоидальному закону. Соответственно на экране индикатора отметки *А* и *Б* пропадут (рис. 25-70), а отметки *В* и *Г* останутся.

На рис. 25-71 приведена схема череспериодной компенсации. От фазового детек-

тора сигналы идут к схеме вычитания по двум усилительным каналам, в один из которых включена схема задержки импульсов напряжения точно на период следования. Таким образом осуществляется совмещение во времени каждого последующего импульса с предыдущим задержанным. Регулировка усилителей позволяет выдержать необходимые амплитудные соотношения.

полосный фильтр. Сужение полосы пропускания фильтра приводит к увеличению времени усреднения входных флуктуаций и уменьшению ошибки измерения, вызванной влиянием шума приемника и наличием спектра допплеровских частот. Но в то же время при сужении полосы возрастает динамическая ошибка, возникающая вследствие инерционности системы и проявляющаяся при изменении скорости движения цели. Измеренное значение допплеровской частоты характеризуется либо выходным напряжением интегратора U_f (рис. 25-72), либо частотой колебаний гетеродина.

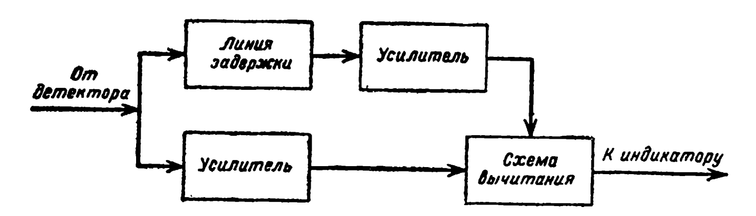


Рис. 25-71. Схема череспериодной компенсации.

Эффективность череспериодной компенсации резко уменьшается, если цель, например самолет, наблюдается на фоне облаков или искусственных дипольных отражателей, движущихся под действием ветра хотя бы с малой скоростью. Медленное движение элементов фона может быть компенсировано небольшим изменением частоты опорного напряжения. Если с помощью специальной схемы сделать частоту опорного напряжения равной $f_{пр} \pm F_{доп}$, где $F_{доп}$ — допплеровское смещение элементов фона, то движущееся облако будет восприниматься РЛУ как неподвижное и череспериодная компенсация позволит эффективно отселектировать сигналы, отраженные от такого «остановленного» облака.

Автоматическое сопровождение по скорости

При автоматическом сопровождении целей по скорости осуществляется слежение за средней частотой допплеровского спектра сигнала, что позволяет повысить точность измерения и улучшить разрешающую способность измерительного устройства.

Основными элементами следящей системы являются узкополосный фильтр и перестраиваемый гетеродин, который настраивает фильтр на частоту сигнала. В системах слежения используются схемы частотной (ЧАСЧ) или фазовой (ФАСЧ) автоподстройки. На рис. 25-72 приведена схема ЧАСЧ. С помощью системы автоподстройки частота гетеродина изменяется таким образом, что разностная частота колебаний после смесителя остается постоянной

$$(f_{пр} \pm F_{доп}) - f_г = f_{разн} = \text{const}.$$

На эту разностную частоту настроен узкополосный фильтр.

Потенциальная составляющая точности измерения и разрешения по скорости при автоматическом сопровождении определяются полосой пропускания фильтра $\Delta F_ф$: в формулы (25-86) и (25-87) нужно подставить вместо спектра сигнала значение полосы пропускания фильтра, а отношение сигнал/шум должно определяться по времени накопления $T_н = 1/\Delta F_ф$.

25-5. ПОЛУЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕТРАНСЛЯТОРОВ ИЛИ ОТВЕТЧИКОВ

Ретрансляторы и ответчики* устанавливают на «своих» объектах, главным образом на летательных аппаратах и кораблях. Они облегчают решение следующих задач:

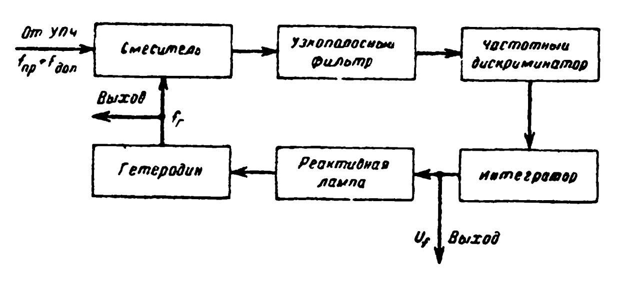


Рис. 25-72. Схема устройства для автоматического слежения по частоте $F_{доп}$.

* Ретрансляторами называют радиоустройства, предназначенные для приема радиосигналов, их неискаженного усиления и переизлучения. В ответчиках принятый сигнал управляет работой передающего устройства, которое генерирует ответный кодированный сигнал.

1) увеличение дальности обнаружения «своих» объектов; 2) измерение расстояния до обнаруженных целей и их скорости; 3) опознавание (определение государственной принадлежности) целей; 4) передача данных, характеризующих наблюдаемые объекты (например, данных о высоте полета самолета); 5) индивидуальное распознавание объектов наблюдения; 6) повышение помехозащищенности системы против воздействия естественных и искусственных помех.

Системы с активным ответом находят применение и в радиолокации (для повышения дальности обнаружения малоразмерных целей и опознавания), и в радионавигации — в системах управления воздушным движением самолетов, системах измерения дальности целей и т. д. Для радиолокационной аппаратуры с активным ответом выделены волны длиной приблизительно 30 *см*; в радионавигационных устройствах используются волны метрового диапазона. Как правило, применяется импульсный режим работы радиотехнических устройств.

Роль запросчиков могут играть РЛС обнаружения и наблюдения за целями; в дальномерных навигационных системах, а также в системах опознавания в качестве запросчиков применяют специальные радиотехнические устройства.

Обобщенная функциональная схема автономного запросчика (рис. 25-73). Задающим элементом является синхронизатор, формирующий запускающие импульсы напряжения. Эти импульсы воздействуют на схему формирования кода канала запроса. Кодирование при запросе позволяет отсеять многие помехи; кроме того, кодированный запрос облегчает отбор нужной информации.

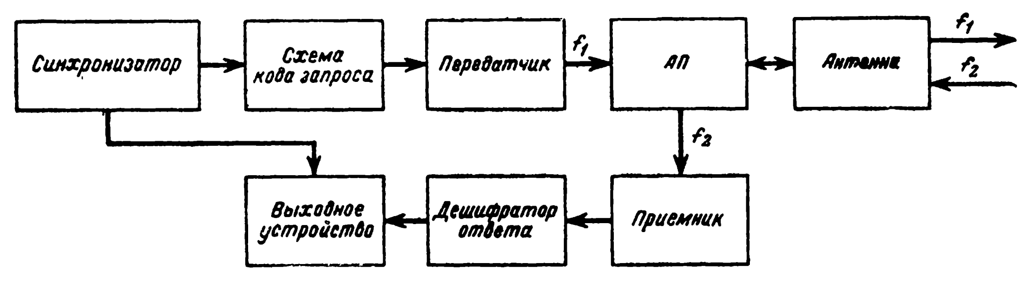


Рис. 25-73. Схема автономного запросчика.

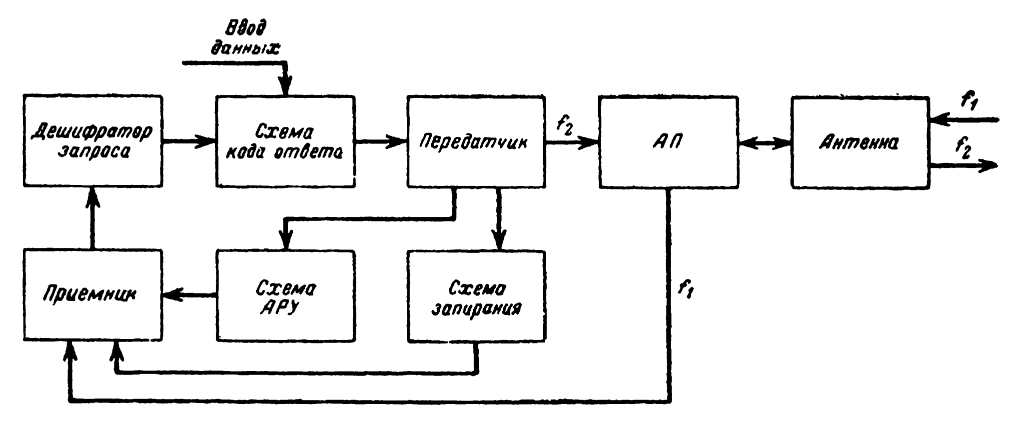


Рис. 25-74. Схема ответчика.

Например, в американской системе управления воздушным движением (УВД) один код запроса используется для взаимодействия с военными самолетами, а второй — с гражданскими. Кодирование, как правило, производится по числу импульсов в коде (2 и 3) и временно́му интервалу между ними (от нескольких микросекунд до нескольких десятков микросекунд).

Импульсы кодирующего устройства воздействуют на передатчик, от которого высокочастотные импульсные сигналы поступают в антенну. Принятые импульсные сигналы ответчика подводятся к приемнику. От приемника видеоимпульсы поступают к дешифратору, где осуществляется декодирование и выдаются сигналы для выходного устройства. В качестве выходного устройства чаще всего используют потенциалоскопы с видимым изображением, в частности с буквенноцифровой индикацией.

Для того чтобы избавиться в приемнике запросчика от сигналов, представля-

ющих собой отражение от гидрометеоров, местных предметов и Земли, ответ производится на частоте, отличной от частоты запроса.

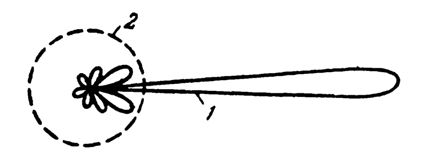


Рис. 25-75. Диаграммы направленности антенн в системе компенсации.

Обобщенная функциональная схема ответчика (рис. 25-74). Принятые сигналы запроса поступают в приемник; его выходные видеоимпульсы воздействуют на дешифратор запроса, пропускающий лишь правильно закодированные сигналы запроса. Эти сигналы запускают схему кода ответных сигналов, формирующую импульсы напряжения, которые управляют работой передатчика ответчика. В кодирующее устройство от специальных датчиков может вводиться дополнительная информация, которую нужно передать с помощью ответных сигналов. От передатчика сигналы поступают к антенне и излучаются. Антенна ответчика должна быть по возможности ненаправленной, чтобы был обеспечен прием сигналов запроса с любого направления.

Передатчик ответчика характеризуется определенной средней мощностью излучения. Для того чтобы эта средняя мощность не была превышена (иначе ответчик может выйти из строя), автоматически ограничивают максимальную частоту срабатывания передатчика. Достигается это двумя путями. Во-первых, применяют запирание приемника ответчика после каждого излученного сигнала. На рис. 25-74 показана схема запирания, которую запускают импульсы передатчика. Длительность запирающих приемник импульсов составляет приблизительно 20—40 *мксек*. Запирание приемника является наиболее эффективной мерой борьбы с помехами при использовании одинаковой частоты для запроса и ответа: при ответе излученные сигналы, отражаясь от Земли или от близлежащих местных предметов, могут снова возбуждать ответчик; заперев же приемник на некоторое время после излучения, мы исключаем это явление. Во-вторых, ограничение частоты ответных сигналов может осуществляться путем уменьшения чувствительности приемника при увеличении количества запрашивающих сигналов в единицу времени.

На рис. 25-74 показана схема АРУ приемника, на которую воздействуют импульсы модулятора передатчика. При увеличении частоты запрашивающих сигналов на выходе схемы АРУ возрастает управляющее напряжение и усиление приемника падает. Это приведет к тому, что более удаленные запросчики не смогут возбудить ответчик и количество запрашивающих сигналов снизится.

Серьезной проблемой при использовании активной радиолокации является мешающее действие боковых лепестков диаграммы направленности антенны запросчика. Их наличие сказывается двояким образом: во-первых, возможен запрос ответчиков не только по основному лепестку, но и по боковым; во-вторых, возможен прием ответных сигналов по боковым лепесткам. В результате возникают ошибки пеленга целей и увеличивается загрузка ответчиков (каждый запросчик заставляет срабатывать ответчики в более широком секторе).

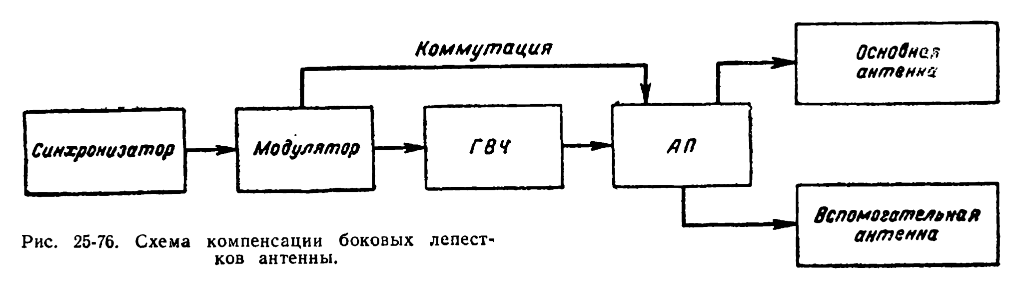


Рис. 25-76. Схема компенсации боковых лепестков антенны.

Борьба с влиянием боковых лепестков при приеме сигналов в запросчике осуществляется главным образом методом вычитания сигналов вспомогательного канала из сигналов основного канала (см. § 25-3). Эффективный путь борьбы с боковыми лепестками при запросе состоит также в использовании двух передающих антенн (см. рис. 25-75) — основной направленного действия *1* и вспомогательной ненаправленной *2*; питаются они от одного передатчика через быстрокоммутируемый антенный переключатель (рис. 25-76).

Запросный кодированный сигнал состоит, например, из двух импульсов (U_1, U_2), разделенных интервалом τ_0 (рис. 25-77). Эти импульсы излучаются через основную антенну, и поэтому амплитуда на входе приемника ответчика зависит от ориентации антенны в пространстве. Между кодовыми импульсами через ненаправленную антенну излучается контрольный импульс, амплитуда которого $U_к$ не зависит от направления на цель. В дешифраторе ответчика первый

кодовый импульс (U_1) и контрольный ($U_к$) сравниваются по амплитуде. Если $U_1>U_к$, что соответствует запросу ответчика по основному лепестку диаграммы направленности антенны запросчика, то дешифратор пропускает кодированный сигнал и далее излучается ответный сигнал. Если же $U_1<U_к$, что соответствует запросу по

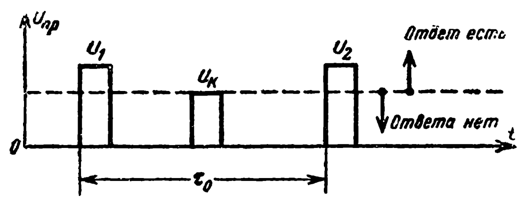


Рис. 25-77. Импульсы кодированного запросного сигнала.

боковому лепестку, то дешифратор ответчика запирается на время, несколько большее τ_0, и сигнал запроса не проходит.

Дальность действия систем с активным ответом определяется раздельно для канала запроса и канала ответа [см. формулу (25-2)].

Особенности измерения дальности

При дальнометрии с использованием ответчиков или ретрансляторов измеряется время запаздывания радиоволн при их распространении от запросчика к ответчику и обратно. Здесь следует учитывать два дополнительных обстоятельства. Во-первых, в ответчике сигнал претерпевает длительную постоянную задержку τ_1, связанную с дешифрированием сигналов запроса и выработкой управляющих кодирующих импульсов напряжения. Кроме того, имеет место постоянная задержка τ_2 при анализе ответного сигнала в запросчике. Следовательно при измерении в запросчике времени запаздывания ответного сигнала нужно учитывать постоянный сдвиг $\tau_1+\tau_2$, зависящий от используемых в данный момент кодов. Во-вторых, образующаяся задержка имеет случайную составляющую, которая определяет случайную ошибку измерений. Весьма ориентировочно можно считать, что среднеквадратичное значение ошибки измерения времени запаздывания составляет 0,1—0,2 *мксек*, что соответствует ошибке по дальности 15—30 *м*.

Импульсные дальномерные устройства при использовании активного ответа могут быть неавтоматическими, полуавтоматическими и автоматическими. В неавтоматических устройствах измерение осуществляется оператором с помощью индикаторного устройства того или иного типа. Полуавтоматические устройства отличаются тем, что в них оператор производит поиск сигналов по дальности, а их сопровождение после захвата и выдача данных автоматизированы. Автоматические устройства содержат систему поиска сигналов по дальности и систему автосопровождения.

Точность и помехозащищенность автоматических и полуавтоматических дальномеров существенно возрастают при использовании *временного стробирования* приемника запросчика, заключающегося в том, что обычно запертый приемник отпирается специальными короткими импульсами только на время прихода полезных сигналов (временное положение сигналов известно после их обнаружения).

Возможности передачи дополнительной информации

Кодируя ответные сигналы в системах с активным ответом, можно передавать дополнительную информацию о целях. Указание о требуемой информации содержится в сигнале запросчика. Так, например, в применяемой в странах НАТО системе сигналы запросчика содержат тройной код. Одна кодовая группа предназначена для «отпирания» ответчика, вторая — используется для индивидуального опознавания самолета, а третья — для передачи данных о высоте самолета.

В ответном сигнале могут содержаться данные о государственной принадлежности цели, например самолета — его индивидуальный код, данные о высоте полета, а также дополнительные важные сообщения; имеются коды, с помощью которых передают заранее обусловленные сообщения, например, о наличии аварийной ситуации или о потере радиосвязи и т. д. Индивидуальное опознавание в иностранных системах осуществляется путем передачи бортового номера самолета; в ответчике предусматривается специальное приспособление для ввода этого номера в кодирующее устройство. Данные о высоте полета в аналоговом виде выдает барометрический высотомер (например, в виде угла поворота вала). Датчик «вал — код» позволяет преобразовать угол поворота в двоичный код.

Полный ответный сигнал представляет собой последовательность импульсов (рис. 25-78), в которой импульсы a_1 и a_2 занимают вполне определенное взаимное положение, будучи разделены заданным интервалом τ_1. Группа импульсов *б* предназначается для передачи бортового номера самолета путем использования возможных комбинаций этих импульсов; группа *в* позволяет сообщить о высоте полета, а положение импульса *г* относительно a_2 (временной интервал τ_2) определяет код опознавания (государственной принадлежности). Число кодов, которые могут быть получены различными сочетаниями импульсов на позициях от 1 до n, равно (2^n-1). В настоящее время в иностранных системах $n=6$ (см. рис. 25-78 — группы *б* и *в*), и при этом можно получить 63 кодовые комбинации. Увеличение возможных позиций до 12 позволяет увеличить число кодовых комбинаций до 4 095.

Увеличение числа кодовых комбинаций позволяет более точно передавать данные о высоте полета (с большим числом градаций).

При расшифровке сигналов в запросчике, во-первых, обнаруживается пара импульсов a_1 и a_2, а во-вторых, параллельно (комплексируется) с РЛС обнаружения [Л. 13].

Опознавание целей осуществляется путем анализа кодированных сигналов, излучаемых ответчиками, установленными на «своих» самолетах, кораблях и других движущихся объектах. В зависимости от того,

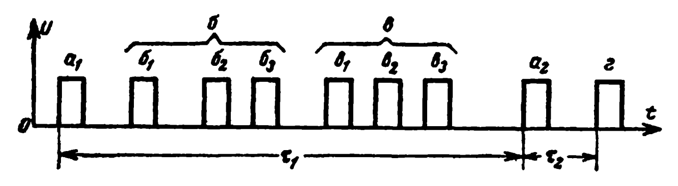


Рис. 25-78. Сложный ответный сигнал.

фиксируется положение промежуточных импульсов групп *б* и *в* и с помощью набора схем совпадений определяется вид переданной кодовой комбинации.

По желанию оператора на экран индикатора, отображающего воздушную обстановку, может быть передана бо́льшая или

UAL 601

240 ↑ 300

Рис. 25-79. Вид индикации данных о цели.

меньша́я часть получаемой информации. Например, желая получить данные о какой-либо цели, оператор совмещает искусственный маркер с отметкой этой цели на экране индикатора кругового обзора РЛС обнаружения. При этом селектируются сигналы только этой цели; начинается автоматическое слежение за целью по дальности, и рядом с отметкой на экране индикатора кругового обзора появляется формуляр цели, выполненный знаковой индикацией. Например (рис. 25-79), буквы UAL означают самолетную компанию (национальную принадлежность); номер 601—рейс или бортовой номер; цифровая запись 240↑300 означает, что самолет находится на высоте 24 000 футов и увеличивает ее до 30 000 футов.

Существенным недостатком систем, в которых при запросе или при ответе используется длинный код, является ухудшение разрешающей способности по дальности. В частности, если $\tau_1=20$ *мксек*, а $\tau_2=5$ *мксек*, то разрешающая способность по дальности составит 3 750 *м*, т. е. разрешение по дальности будет плохим.

Опознавание целей

Весьма широко аппаратура активного ответа используется для опознавания целей, т. е. определения их государственной принадлежности. Опознавание является следующей задачей, которую нужно решать сразу же после обнаружения цели. Поэтому аппаратура опознавания взаимодействует

каким образом осуществляется запрос ответчиков, системы опознавания разделяются на совмещенные, автономные и комбинированные.

В совмещенных системах запросчиком является сама РЛС обнаружения. Обнаружение цели, запрос ее ответчика и дальнейшее наблюдение ведутся на одной частоте. Ответные сигналы также принимает РЛС и, естественно, на той же частоте. Сигналы опознавания наблюдаются на экране индикатора РЛС совместно с отметками целей.

Достоинства совмещенной системы состоят в относительной простоте аппаратуры (дополнительно необходимо иметь только ответчики), в высокой разрешающей способности по угловым координатам (луч РЛС, как правило, узкий и разрешение по угловым координатам высокое), в простоте сопоставления и привязки отраженных сигналов и сигналов опознавания. Но этой системе свойственны и серьезные недостатки, приводящие к нецелесообразности ее использования: ответчик посылает сигналы при каждом облучении цели, хотя для ее опознавания достаточно получить сигнал при одном облучении, а дальше будет иметь место ненужное засорение экрана РЛС сигналами опознавания и демаскирование цели; РЛС обнаружения весьма разнообразны и работают на существенно различающихся радиоволнах, поэтому пришлось бы на каждом объекте размещать комплекс ответчиков на весь диапазон волн, используемых в радиолокации — это громоздко, дорого, а иногда (например, в авиации) просто нереализуемо.

В автономных системах запрос ответчиков и прием их сигналов осуществляются специальным приемо-передающим устройством — запросчиком, работа которого синхронизируется импульсами РЛС обнаружения. В автономной системе используются определенные частоты для запроса и ответа и вся аппаратура опознавания может быть унифицирована. Аппаратура автономной системы (запросчик) включается только на то время, которое требуется для опознава-

ния; излишнее демаскирование целей исключается.

Основным недостатком автономных систем является низкая разрешающая способность по угловым координатам. Объясняется это тем, что во вспомогательной аппаратуре нельзя применить антенны больших размеров; в то же время в силу ряда факторов длину волны для опознавания выбирают более длинной, чем у подавляющего большинства РЛС. Таким образом, ширина луча запросчика оказывается во много раз шире, чем у РЛС обнаружения. Это создает серьезные трудности в сопоставлении данных систем обнаружения и систем опознавания.

Выходом из положения является применение **комбинированных систем опознавания**, характеризующихся тем, что запрос ответчика осуществляется сигналами и РЛС, и специального запросчика. Ответ возникает только в том случае, если одновременно есть оба запрашивающих сигнала. Ответные сигналы излучаются на частоте канала опознавания, принимаются и расшифровываются в запросчике. Работа запросчика сихронизируется импульсами РЛС.

Некоторое усложнение аппаратуры комбинированной системы (ответчик дополнительно должен иметь простое приемное устройство для приема сигналов РЛС), безусловно, окупается ее достоинствами: разрешающая способность системы опознавания по угловым координатам оказывается равной разрешению РЛС обнаружения, повышается помехозащищенность системы, резко снижается загрузка ответчиков [Л. 12].

Так как признаком, позволяющим отличить «свои» объекты от «чужих», является код ответного сигнала, то методике кодирования в аппаратуре опознавания уделяется большое внимание. Код должен быть простым и удобным при расшифровке, достаточно коротким, чтобы его можно было использовать при кратковременном облучении цели радиолокационной станцией; одновременно он должен быть имитостойким (трудновоспроизводимым противником) и помехозащищенным. Трудно представить себе код, отвечающий одновременно всем перечисленным противоречивым требованиям. Практически надежность опознавания достигается применением большого числа возможных кодов, быстротой и четкостью их замены. Кодирование может осуществляться изменением: несущей частоты, числа импульсов, длительности, амплитуды импульсов, интервалов между импульсами. Наиболее эффективно применение комбинированных кодов, т. е. таких кодов, в которых возможно одновременное изменение нескольких параметров. В частности, распространенным является кодирование по числу импульсов и временно́му интервалу между ними. Возможность изменения интервалов между импульсами резко увеличивает количество кодовых комбинаций [Л. 12].

При одновременной работе нескольких запросчиков с одним ответчиком вероятность получения на каждый запрос ответного сигнала становится меньшей единицы. При заданных значениях вероятности ответа ($W_{отв}$), частоты следования импульсов запросчиков ($F_{запр}$) и времени запирания приемника ответчика после каждого излученного сигнала ($t_{зап}$) пропускная способность отдельного ответчика (т. е. максимальное число запросчиков, с которыми может одновременно взаимодействовать один ответчик) равна:

$$m = \frac{1 + W_{отв}(t_{зап} F_{запр} - 1)}{W_{отв} t_{зап} F_{запр}}. \qquad (25\text{-}99)$$

Так, например, при $W_{отв}=0{,}5$ $t_{зап}=20$ *мксек*, $F_{запр}=1\,000$ *имп/сек* получим $m=50$. Если при прочих равных условиях принять $W_{отв}=0{,}95$, то пропускная способность системы уменьшится приблизительно до 4.

25-6. ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О КООРДИНАТАХ ЦЕЛЕЙ РАСЧЕТНЫМ ПУТЕМ

Расчетным путем можно определить любую координату цели и ее производную на основании произведенных ранее измерений других координат. Здесь рассмотрены наиболее употребительные расчетные методы.

Расчетные методы определения дальности

Имеются возможности определения дальности целей с помощью радиотехнических устройств, непосредственно не измеряющих дальность. При этом могут быть использованы устройства, измеряющие радиальную скорость или угловые координаты целей.

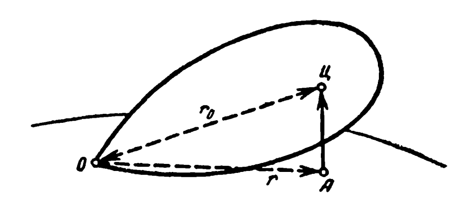


Рис. 25-80. К расчетному методу измерения дальности.

Пусть в точке *О* (рис. 25-80) расположена станция, измеряющая радиальную скорость целей. Если с момента $t=t_0$ станция начала измерять радиальную составляющую скорости цели *Ц*, а расстояние до цели в момент t_0 было известно (например, использовалось наблюдение цели из пункта *А*), то текущая дальность цели в мо-

мент t рассчитывается по формуле

$$r = r_0 - \int_{t_0}^{t} V_p \, dt, \qquad (25\text{-}100)$$

где V_p — радиальная скорость цели.

Второй расчетный путь определения дальности характеризуется тем, что имеются две станции, позволяющие измерять только угловые координаты целей. Пусть эти стан-

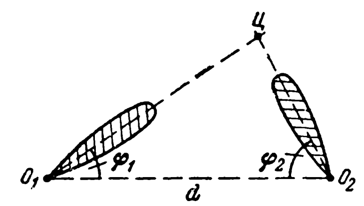


Рис. 25-81. Измерение координат цели из двух точек.

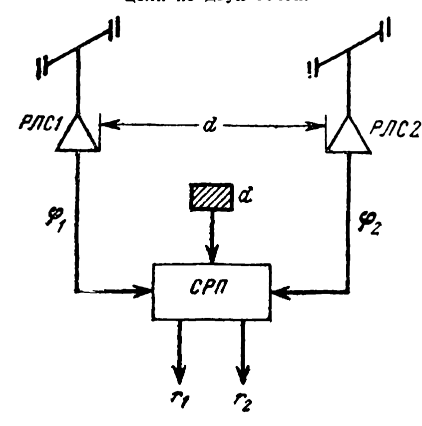


Рис. 25-82. Схема системы, используемой для расчетного измерения дальности действия цели.

ции расположены в точках O_1 и O_2 и расстояние между ними равно d (рис. 25-81). Измерив углы между базой и направлением на цель φ_1 и φ_2, из треугольника $O_1ЦO_2$ можем определить r_1 и r_2 ($O_1Ц = r_1$, $O_2Ц = r_2$)

$$r_1 = \frac{\sin \varphi_2}{\sin(\varphi_1 + \varphi_2)} d; \qquad (25\text{-}101)$$

$$r_2 = \frac{\sin \varphi_1}{\sin(\varphi_1 + \varphi_2)} d. \qquad (25\text{-}102)$$

Функциональная схема системы, позволяющей определять указанным путем дальности целей, изображена на рис. 25-82. От двух станций РЛС-1 и РЛС-2 данные о пеленге целей вводятся в счетно-решающий прибор (СРП), в который также вводится значение базы d. На выходе СРП будут получены сведения о расстояниях до цели.

Расчетный метод определения угловых координат

Угловые координаты целей можно определить с помощью станций, измеряющих только дальность. Если в точках O_1 и O_2 (рис. 25-81) расположены дальномерные устройства, расстояние между которыми равно d, то, измерив расстояния до цели r_1 и r_2, можно рассчитать ее угловые координаты в плоскости треугольника $O_1ЦO_2$:

$$\varphi_1 = \arccos \frac{r_1^2 + d^2 - r_2^2}{2 r_1 d}; \qquad (25\text{-}103)$$

$$\varphi_2 = \arccos \frac{r_2^2 + d^2 - r_1^2}{2 r_2 d}. \qquad (25\text{-}104)$$

Для определения угловых координат цели в пространстве необходимо использовать три дальномерные станции.

Расчетные методы определения скорости движения

Скорость движения цели $V_ц$ удобно определять через ее ортогональные составляющие — радиальную V_p, направленную по линии радиотехническое устройство — цель, и тангенциальную $V_т$:

$$V_ц = \sqrt{V_p^2 + V_т^2}. \qquad (25\text{-}105)$$

Составляющие скорости равны:

$$V_p = \frac{dr}{dt} \text{ и } V_т = r\frac{d\varphi}{dt} = r\omega_\varphi, \qquad (25\text{-}106)$$

где ω_φ — угловая скорость поворота в пространстве линии визирования цели.

Если можно пользоваться усредненными за интервал Δt значениями составляющих скорости, то

$$(V_p)_{ср} = \frac{r_1 - r_2}{\Delta t}$$

и
$$(V_т)_{ср} = \frac{r_1 + r_2}{2} \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\Delta t}. \qquad (25\text{-}107)$$

Здесь r_1, r_2, φ_1 и φ_2 — измеренные значения координат цели, соответствующие началу и концу интервала Δt.

В тех случаях, когда это необходимо, можно непрерывно определять текущие значения составляющих скорости. Радиальная составляющая определяется дифференцированием непрерывно измеряемого значения дальности цели. В устройствах автосопровождения по дальности (см. § 25-2) создается напряжение, пропорциональное дальности цели, $U_r(t)$. Подведя это напряжение к дифференцирующей цепочке, на ее выходном сопротивлении получим напряжение, пропорциональное скорости изменения дальности, $U_R = \frac{dr}{dt} = V_p$. На практике этот метод не находит применения из-за низкой точности при наличии шумов.

В тех случаях, когда необходимо получать текущее значение угловой скорости обнаруженной цели, применяют автоматическое сопровождение цели по угловой координате (или по обеим угловым координа-

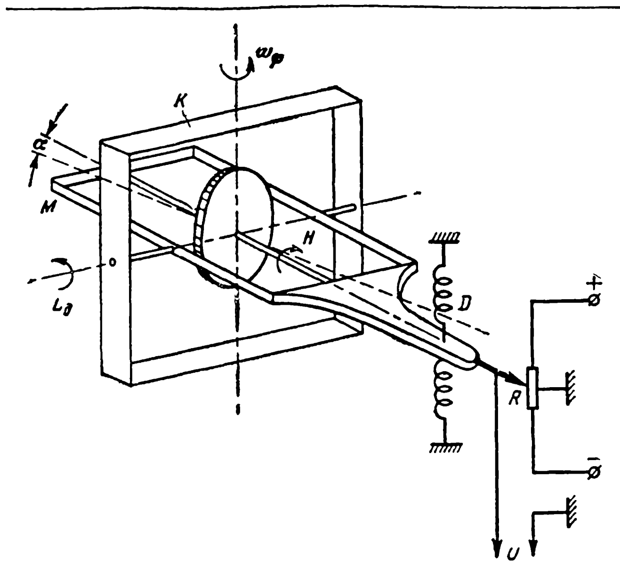


Рис. 25-83. Схема гиротахометра, используемого для измерения угловой скорости цели.

там). На антенне устанавливают гироскопический прибор — гиротахометр (рис. 25-83), с помощью которого измеряется угловая скорость поворота антенны, равная скорости линии визирования цели. Внешняя рамка карданова подвеса K крепится к платформе поворачивающейся антенны, угловую скорость которой (ω_φ) нужно измерить. При повороте рамки K на внутреннюю рамку M гироскопа будет действовать гироскопический момент $\overline{L}_д$, определяемый векторным произведением кинетического момента $\overline{H}$ и угловой скорости ω_φ: $\overline{L}_д = [\overline{H}\overline{\omega}\ \varphi]$. Под действием момента $\overline{L}_д$ внутренняя рамка M будет поворачиваться до тех пор, пока гироскопический момент не уравновесится моментом упругой реакции пружины D, концы которой закреплены на платформе антенны. Угол поворота рамки от ее среднего положения α при равновесии окажется пропорциональным угловой скорости ω_φ: $\alpha = k\omega_\varphi$. Перемещение рамки передается на потенциометрический датчик R, с которого снимается напряжение U, позволяющее определить угловую скорость ω_φ и по знаку и по величине: $|U| = k_2\omega_\varphi$, полярность U определяет знак ω_φ.

Угловая скорость цели может быть определена также с помощью двух РЛС, измеряющих доплеровский частотный сдвиг отраженных от цели сигналов. Пусть в точках O_1 и O_2, расположенных на расстоянии d, помещены антенны двух измерителей доплеровской частоты сигнала (рис. 25-84). Если d очень мало по сравнению с расстоянием между РЛС и целью ($d \leqslant r/1000$), то направления прихода волн в обе точки можно считать одинаковыми. Фазовый сдвиг колебаний в точках O_1 и O_2 будет зависеть от разности хода волны до этих точек:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi(r_1 - r_2)}{\lambda} = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin\varphi. \qquad (25\text{-}108)$$

Продифференцировав обе части равенства по времени, получим:

$$\frac{dr_1}{dt} - \frac{dr_2}{dt} = d\frac{d\varphi}{dt}\cos\varphi.$$

Так как

$$\frac{dr_1}{dt} = \frac{\lambda F_{доп1}}{2}, \quad \frac{dr_2}{dt} = \frac{\lambda F_{доп2}}{2} \quad и \quad \frac{d\varphi}{dt} = \omega_\varphi,$$

то

$$\omega_\varphi = \frac{\lambda}{2d\cos\varphi}(F_{доп1} - F_{доп2}). \qquad (25\text{-}109)$$

Для

$$\varphi \leqslant 10^\circ \quad \cos\varphi \approx 1$$

$$и\ \omega_\varphi = \frac{\lambda}{2d}(F_{доп1} - F_{доп2}). \qquad (25\text{-}110)$$

Таким образом, измерение разности доплеровских частот сигнала в двух близко расположенных точках пространства позволяет определить угловую скорость цели относительно этих точек.

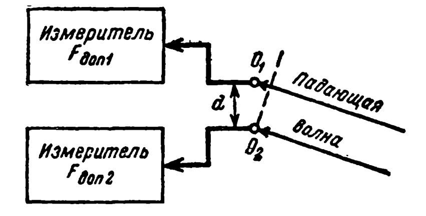


Рис. 25-84. Схема системы, позволяющей определять угловую скорость целей путем измерения доплеровских частот в двух точках.

Зная ω_φ, по (25-106), можно вычислить тангенциальную составляющую скорости цели и по (25-105) — полную скорость.

Расчетные методы определения высоты

Один из распространенных методов определения высоты целей основан на измерении их дальности r и угла места $\varphi_{у.м}$ и вычислении высоты по формуле

$$H = r \sin \varphi_{у.м}. \quad (25\text{-}111)$$

Если учитывать кривизну земли, то формула должна быть уточнена

$$H = r \sin \varphi_{у.м} + \frac{r^2}{2R_э}, \quad (25\text{-}112)$$

где $R_э$ — эквивалентный радиус Земли с учетом рефракции радиоволн ($R_э \approx 8\,500$ *км*).

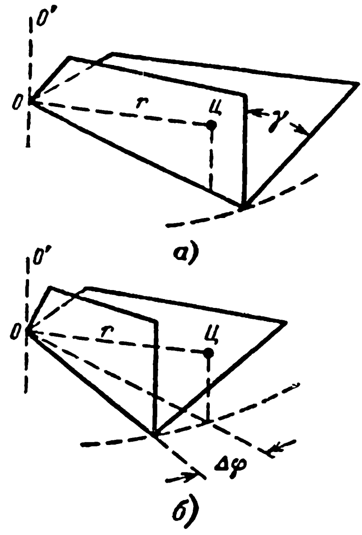


Рис. 25-85. К измерению высоты V-образной диаграммой.

В радиолокации для определения высоты целей используют также РЛС с двумя плоскими диаграммами направленности, одна из которых расположена вертикально, а вторая — наклонно, под углом γ к первой (РЛС с V-образной диаграммой). Обе диаграммы вращаются с постоянной скоростью вокруг вертикальной оси OO'. Сначала цель попадает в вертикальную диаграмму направленности (рис. 25-85, *а*), а затем при повороте на угол $\Delta\varphi$ — в наклонную (рис. 25-85, *б*).

Высота цели может быть определена через дальность и угол поворота антенны РЛС ($\Delta\varphi$) между попаданиями цели в вертикальную и наклонную диаграммы:

$$H = \frac{r \sin \Delta\varphi}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \gamma + \sin^2 \Delta\varphi}}. \quad (25\text{-}113)$$

Если учитывать кривизну Земли, то

$$H = \frac{r \sin \Delta\varphi}{\sqrt{\operatorname{tg}^2 \gamma + \sin^2 \Delta\varphi}} + \frac{r^2}{2R_э}. \quad (25\text{-}114)$$

25-7. МЕТОДЫ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ И РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Информация, содержащаяся в выходных сигналах радиолокационных и радионавигационных приемников, должна быть в дальнейшем преобразована в соответствии с характером ее последующего использования. Это преобразование производится выходным устройством.

Выходное устройство РЛС или РНС представляет собой специфический узел аппаратуры, выполняющий весьма важные функции в процессе обнаружения и разрешения сигналов, измерения их параметров (или, что то же, координат и скорости источников сигналов) и отображения взаимного пространственного положения источников сигналов в зоне обзора РЛС (РНС). По характеру отображения информации выходные устройства можно разделить на три основных вида: индикаторные, автоматические непрерывного действия и автоматические дискретного действия.

Индикаторные устройства применяют во всех случаях, когда получателем информации является непосредственно человек — оператор РЛС (РНС). Индикаторные устройства преобразуют выходные электрические сигналы приемника в сигналы, воздействующие на зрение или слух оператора (например, электроннолучевые индикаторы).

Автоматические выходные устройства непрерывного действия применяются в тех случаях, когда информация должна быть передана в аналоговую вычислительную машину. Такими устройствами являются автоматические дальномеры и системы слежения по угловым координатам, например, в РЛС управления оружием. В этом случае производится автоматическое непрерывное измерение координат одной цели. Результаты измерений в виде пропорциональных напряжений поступают из выходного устройства в вычислитель оружия для выработки прицельных данных. Можно говорить, что при этом также происходит отображение информации, но не в форме, воздействующей на органы чувств человека, а в виде электрических напряжений определенной величины.

Автоматические выходные устройства дискретного действия служат для сопряжения РЛС (РНС) с цифровыми вычислительными машинами (ЦВМ). Эти устройства преобразуют информацию, содержащуюся в выходных сигналах приемников, в код (обычно двоичный), в котором должны вводиться в ЦВМ входные величины. Закодированная информация записывается в ячейках памяти машины. Таким образом, можно говорить об отображении информации, осуществляемом в устройстве памяти ЦВМ, и, строго говоря,

к выходному устройству должно быть отнесено и устройство памяти.

Объем информации, который должен быть отображен в выходном устройстве, определяется *потенциальной информативностью* РЛС (РНС). Если РЛС анализирует зону обзора в виде пространственного сектора с размерами $r_м$ — по дальности, $\Phi_{аз}$ — по азимуту и $\Phi_{у.м}$ — по углу места и имеет соответственно потенциальные разрешающие способности $\delta(r_м)_{пот}$, $\delta(\varphi_{у.м})_{пот}$, $\delta(\varphi_{аз})_{пот}$, то общий объем информации, который может быть получен в идеальном случае, определяется отношением

$$\frac{r_м}{\delta(r)_{пот}}\,\frac{\Phi_{аз}}{\delta\,(\varphi_{аз})_{пот}}\,\frac{\Phi_{у.м}}{\delta\,(\varphi_{у.м})_{пот}}.$$

Если РЛС (РНС) имеет разрешение и по скорости, то добавится еще сомножитель $V_{макс}/\delta(V)_{пот}$. Выходное устройство в этом случае должно отобразить обстановку (координаты и скорости целей) в трех- или четырехмерном пространстве. Как правило, при этом вносятся ухудшения (потери), снижающие потенциальные возможности РЛС (РНС) по дальности обнаружения, разрешающей способности и точности измерений координат (см. т. 1, разд. 3). Выходные устройства, как правило, являются частью схемы обработки, обеспечивающей наилучшее обнаружение сигналов на фоне шумов. В большинстве случаев принимаемые сигналы имеют вид конечной последовательности некогерентных импульсов — «пачки». Число импульсов в пачке определяется временем облучения цели и частотой посылок и выбирается из энергетических соображений. Оптимальная схема обработки такого сигнала технически наиболее легко реализуется в виде фильтра, согласованного по амплитудно-частотной характеристике с амплитудным спектром одиночного импульса, детектора огибающей, последетекторного интегратора, накапливающего энергию отдельных импульсов пачки вместе с шумом, и порогового устройства, позволяющего принять решение о наличии или отсутствии сигнала. Накопление энергии отдельных импульсов и испытание суммарного напряжения на порог выполняет чаще всего выходное устройство.

В индикаторных выходных устройствах накопление осуществляется либо в самом индикаторе (например, за счет накопления яркости свечения экрана), либо в глазу и мышлении оператора, который осуществляет также функции порогового устройства. В автоматических выходных устройствах применяются различные накопительные схемы, основанные на применении интегрирующих конденсаторов, мишеней накопительных трубок, устройств магнитной записи и т. д. Пороговые устройства выполняются в виде инструментальных схем (например, усилитель с регулируемым смещением, и т. д.), а в индикаторных устройствах их дополняет и оператор, органы чувств которого также имеют свой пороговый уровень. При накоплении энергии в выходных устройствах возникают потери, вызываемые различными факторами (например, неидеальностью интегрирования и т. д.). Таким образом, любое реальное выходное устройство всегда ухудшает потенциальные возможности обнаружения сигналов, которые имеет схема оптимальной обработки (иными словами, снижает дальность действия РЛС) при заданной надежности обнаружения.

Ухудшение разрешающей способности, вносимое выходным устройством, вызывается увеличением размеров элемента разрешения (например, рисующего пятна в электроннолучевом индикаторе) по сравнению с потенциальным случаем.

Для измерения координат и скорости любое выходное устройство имеет отсчетное устройство того или иного вида, которое позволяет реализовать метод оценки параметра по максимуму выходного напряжения. При определении положения максимума вносятся дополнительные ошибки, зависящие от типа отсчетного устройства. Наименьшими ошибками обладают системы автоматического измерения непрерывного действия. Так, например, стробы дальномера, следящего за импульсом цели, определяют положение максимума сигнала с очень малой ошибкой, и точность измерения в этом случае будет близка к потенциальной. Наоборот, оператор, определяющий положение центра отметки цели по шкале с мелким масштабом и большой ценой отсчетных делений, совершает большую ошибку при интерполяции, и общая ошибка измерения может быть значительно больше потенциальной.

Информация, получаемая от РЛС (РНС), может не только использоваться непосредственно в месте приема и во время ее получения, но также передаваться в различные пункты, запоминаться (записываться) и храниться до момента ее использования и обработки. Для передачи информации от РЛС на различные командные пункты, пункты наблюдения и обработки данных, вычислительные центры и т. д. служат системы передачи (трансляции) данных, которые осуществляют дистанционную передачу и последующее воспроизведение информации в нужном месте и виде. При различных научных исследованиях в космосе и на Земле иногда бывает необходимо записывать (запоминать) поступающую информацию. Это позволяют сделать системы записи (см. т. 2, разд. 16). Запись производится на магнитной ленте, фотопленке, термопластической пленке и некоторыми другими способами.

Отображение информации с помощью индикаторных выходных устройств

Существует большое многообразие индикаторных выходных устройств (рис. 25-86). По назначению их разделяют на

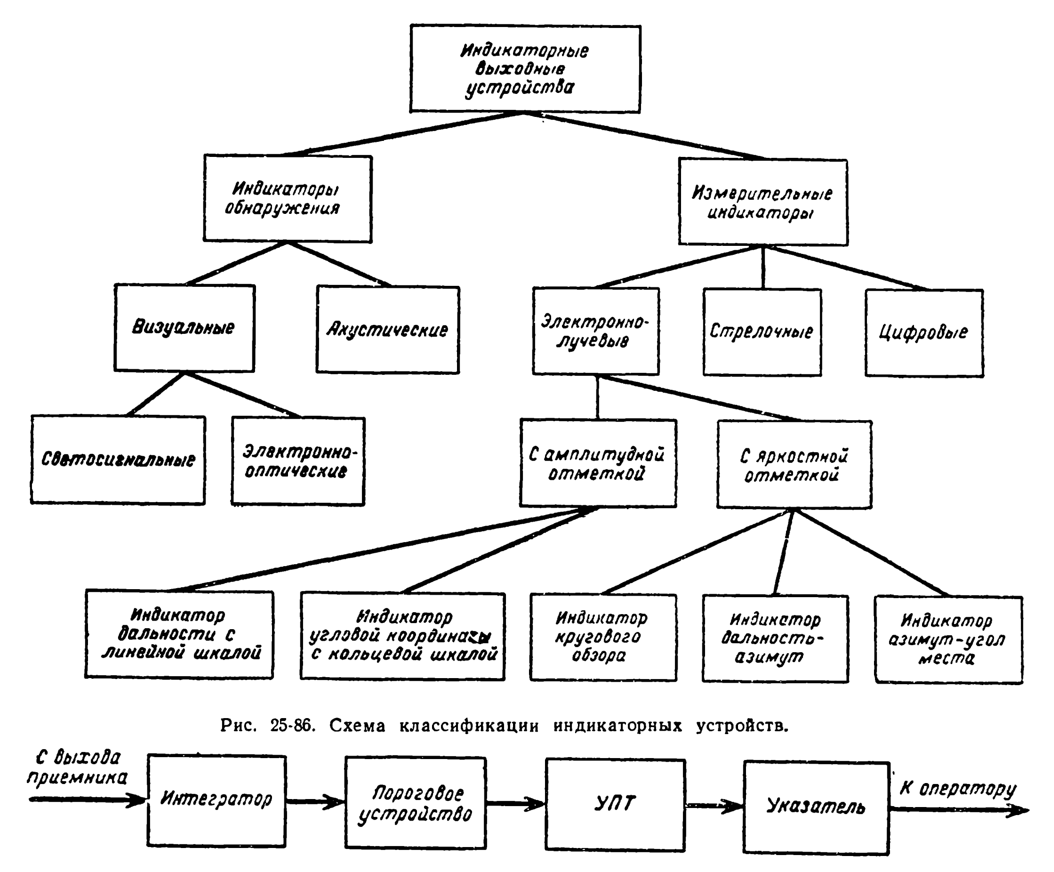


Рис. 25-86. Схема классификации индикаторных устройств.

Рис. 25-87. Блок-схема индикатора обнаружения.

индикаторы обнаружения и измерительные индикаторы.

Индикаторы обнаружения лишь фиксируют наличие сигнала на выходе приемника, не измеряя его информационных параметров. В некоторых случаях эти индикаторы позволяют судить об изменении силы принимаемого сигнала и, таким образом, дают представление о характере изменения расстояния до источника. Такие индикаторы могут быть визуальными или акустическими. В качестве визуальных индикаторов используются *светосигнальные* или *электронно-оптические* указатели (типа индикатора настройки, применяемого в радиовещательных приемниках). В последнем случае изменение ширины темного сектора позволяет судить об изменении расстояния до источника или о направлении на него. В акустических индикаторах обнаружения указание цели осуществляется звуковыми сигналами, прослушиваемыми в телефонах оператора. Изменение силы звука, вызываемое изменением амплитуды принимаемого сигнала, позволяет приблизительно судить об изменении расстояния или о направлении на источник. В некоторых случаях используется звонок, включаемый при помощи реле, управляемого выходными сигналами приемника.

Чаще всего индикаторы обнаружения выполняются комбинированными с использованием как светосигнальных, так и акустических указателей и применяются в РЛС и РНС в качестве вспомогательных наряду с измерительными индикаторами. В некоторых случаях в РЛС, осуществляющих сигнализацию при облучении другими станциями, их применение имеет самостоятельное значение.

Блок-схема индикатора обнаружения (рис. 25-87). Эта схема позволяет фиксировать присутствие сигналов на выходе приемника. Интегратор служит для накопления энергии принимаемых сигналов. Выходное напряжение интегратора подается на пороговое устройство. Уровень порога устанавливается достаточно высоким, чтобы указатель не срабатывал от шумов. Далее следует усилитель постоянного тока (УПТ), управляющий работой реле, которое включает указатель.

На рис. 25-88 приведена блок-схема индикатора обнаружения, позволяющая как зафиксировать наличие сигналов, так и приблизительно оценить их интенсивность.

Генератор низкой частоты (ГНЧ) меняет частоту колебаний в зависимости от уровня выходного напряжения порогового устройства, и изменение тона звука указывает оператору на изменение расстояния до источника или позволяет определить направление на него при пеленгации.

При работе с индикаторами обнаружения оператор не имеет возможности производить какую-либо дополнительную логическую обработку выходного напряжения приемника, поэтому индикаторы обнаружения требуют высокого порогового уровня, что снижает дальность обнаружения сигналов. Можно сказать, что такой индикатор вносит большие потери, требуя компенсации их увеличением отношения энергий сигналов и шума на входе приемника.

По принципу своей работы индикаторы обнаружения применимы для индикации сигналов лишь одного источника, и вопрос об их влиянии на разрешающую способность и точность измерений не ставится.

Измерительные индикаторы могут быть стрелочными, цифровыми (счетчики) и электоннолучевыми (см. рис. 25-86). Стрелочные и цифровые индикаторы могут быть использованы для индикации сигналов лишь одного источника, и поэтому они находят наибольшее применение в случаях автоматического и полуавтоматического слежения за каким-либо одним параметром сигнала (за временем запаздывания, частотой, направлением прихода фронта волны). Электроннолучевые индикаторы позволяют отображать информацию, принимаемую от многих источников сигналов, дают наибольшую наглядность отображения, хорошую различимость сигналов и разрешающую способность. Эти положительные качества электроннолучевых индикаторов определили их широкое распространение, и в дальнейшем основное внимание будет уделено рассмотрению индикаторных устройств именно этого типа.

Электроннолучевые индикаторы могут иметь либо *амплитудную,* либо *яркостную* отметку сигнала. В первом случае сигнал с выхода приемника подается на одну из пар отклоняющих пластин трубки, в то время как на другую пару пластин подается напряжение, развертывающее луч по оси измеряемого параметра. (Так как обычно длительность сигналов очень мала, то использование трубок с магнитным отклонением при амплитудной отметке затруднительно из-за узкой полосы пропускания отклоняющей катушки.) Амплитудная отметка обладает рядом хороших качеств: позволяет судить о форме сигнала, о характере его флуктуаций, давая тем самым оператору дополнительные возможности для лучшего обнаружения и распознавания характера сигналов. Недостатком амплитудной отметки является то, что она пригодна для одновременной индикации только одного параметра сигнала.

При яркостной отметке сигнал подается на электрод трубки, управляющий током пучка, в то время как сам пучок развертывается по экрану с помощью отклоняющей системы. Как правило, при яркостной отметке используются трубки с магнитным управлением, если этому не препятствует их относительно большой вес. Хорошее качество фокусировки магнитных трубок определяет лучшую разрешающую способность. Но главным преимуществом яркостной отметки является возможность одновременного отображения двух параметров сигнала. Это позволяет, например, получить панорамное радиолокационное изображение местности с помощью РЛС, установленной на самолете, в координатах дальность — азимут или изображение воздушных целей (воздушную обстановку) в зоне обзора наземной РЛС. Иногда на экранах индикаторов с яркостной отметкой условно указывается и третья координата.

Из индикаторов с амплитудной отметкой наиболее широко применяются индикатор дальности с линейной шкалой и индикатор угловой координаты с кольцевой шкалой, а из индикаторов с яркостной отметкой — индикатор кругового обзора (ИКО), индикатор дальность — азимут в прямоугольных координатах и индикатор двух угловых координат (азимут — угол места). Ниже рассматриваются более подробно некоторые из этих типов индикаторов.

Индикатор дальности с линейной шкалой (рис. 25-89) применяют при необходимости точного измерения дальности. Так как он не позволяет измерить угловые координаты и скорость, то совместно с ним в необходимых случаях применяют индикаторы других типов. Основными узлами индикатора дальности являются схема формирования пилообразного отклоняющего напряжения (схема развертки дальности) и электроннолучевая трубка с электростатическим управлением.

Расширитель запускающих импульсов, показанных на рис. 25-90, *а*, представляет собой мультивибратор, работающий в ждущем режиме и формирующий широкие им-

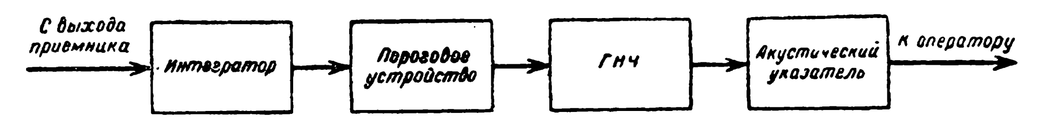


Рис. 25-88. Блок-схема индикатора обнаружения, позволяющего судить об изменении расстояния до цели.

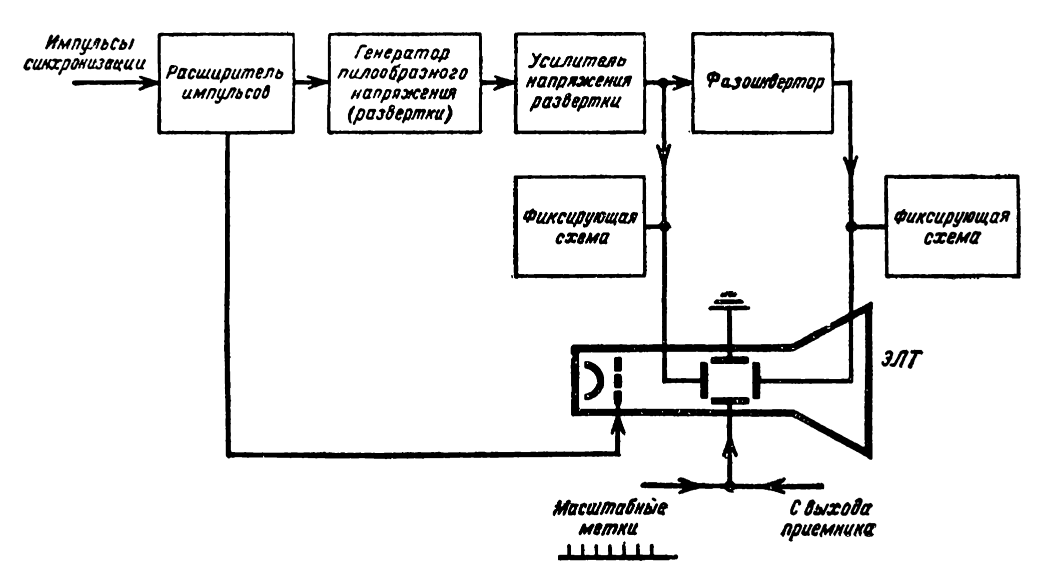


Рис. 25-89. Блок-схема индикатора дальности с линейной шкалой.

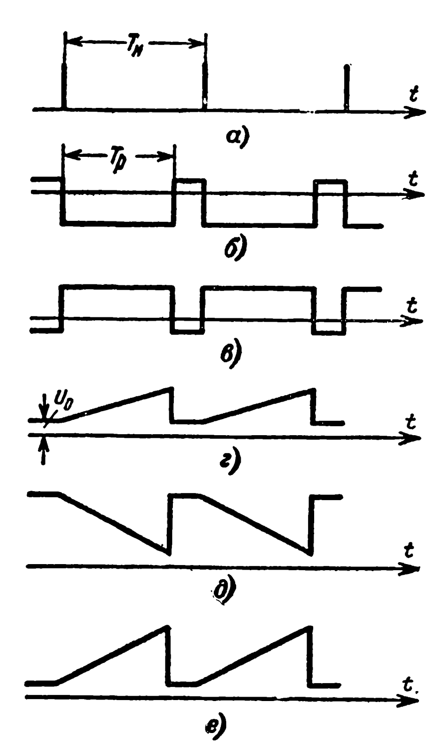


Рис. 25-90. Эпюры напряжений в характерных точках схемы на рис. 25-89.

пульсы обеих полярностей (рис. 25-90, *б*, *в*). Длительность этих импульсов должна быть равна требуемой длительности развертки. Последняя выбирается не меньше максимально возможного запаздывания принимаемого сигнала: $T_р > \tau_{з.м} = 2r_м/c$. Импульсы расширителя в отрицательной полярности поступают на вход *генератора пилообразного напряжения,* простейшая схема которого приведена на рис. 25-91. До прихода импульса расширителя лампа генератора открыта, пропускает большой ток

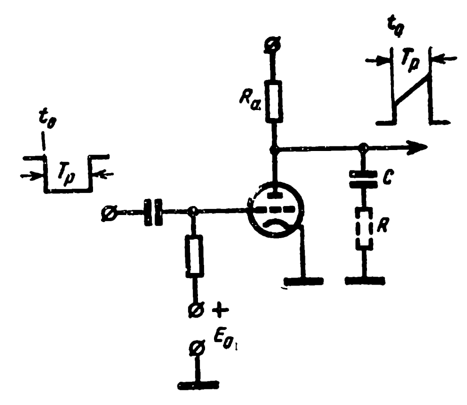


Рис. 25-91. Простейшая схема генератора развертки.

и почти все напряжение источника питания падает на сопротивлении $R_а$. Конденсатор C поэтому заряжен до весьма малого начального напряжения $U_0 = 2 \div 3$, *в* (рис. 25-90, *г*). Импульс расширителя запирает лампу генератора, и в это время происходит медленный заряд конденсатора от источника питания через сопротивление $R_а$ (прямой ход развертки). По окончании импульса расширителя происходит быстрый разряд конденсатора через лампу до начального напряжения (обратный ход развертки)

(рис. 25-90, г). Для получения линейной шкалы дальности необходимо, чтобы рост напряжения на конденсаторе во время прямого хода происходил по линейному закону. Это достигается выбором большой постоянной времени заряда $R_a C \gg T_p$. При

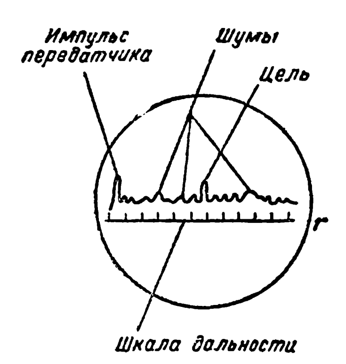


Рис. 25-92. Изображение на экране индикатора дальности с линейной шкалой.

этом получается пилообразный импульс с достаточно высокой линейностью прямого хода, но малой амплитуды.

Для увеличения амплитуды напряжения развертки применяют *усилители*, в которых возможна дополнительная линеаризация напряжения за счет отрицательной обратной связи. С выхода усилителя напряжение развертки (рис. 25-90, *д*) подается на одну из горизонтально-отклоняющих пластин трубки и на *фазоинвертор*. Последний служит для изменения полярности напряжения развертки, подаваемого на вторую горизонтально-отклоняющую пластину (рис. 25-90, *е*). Такое питание отклоняющих пластин, когда на них подаются напряжения развертки разной полярности, называют симметричным в отличие от способа, когда напряжение развертки подается только на одну пластину, а вторая заземляется. При симметричном питании средний потенциал пластин за время развертки остается постоянным, что позволяет избежать дефокусировки и искажения изображения по длине развертки.

В тех случаях, когда индикатор имеет несколько сменных масштабов (длительностей развертки), при их переключении возникает смещение развертки по горизонтали вследствие того, что потенциал пластин перед началом развертки не остается постоянным для разных масштабов из-за влияния переходных емкостей (изменяются скважность напряжения развертки и его постоянная составляющая). Для устранения этого явления применяют *схемы фиксации* начального потенциала пластин, обеспечивающие быстрый разряд переходных емкостей во время обратного хода развертки до начального напряжения.

Напряжение развертки заставляет луч на экране трубки прочерчивать горизонтальную линию, являющуюся шкалой дальности. Напряжение сигнала, задержанное относительно запускающего импульса на время запаздывания, подается на вертикально-отклоняющие пластины трубки. Совместное действие напряжений развертки и сигнала создает на экране трубки изображение, показанное на рис. 25-92. Отсчет дальности ведется от начала развертки по шкале, нанесенной на защитном стекле экрана, или по специальным электронным меткам (электронной шкале), подаваемым на пластины вертикального отклонения. Изменение масштаба развертки достигается одновременным изменением длительности им-

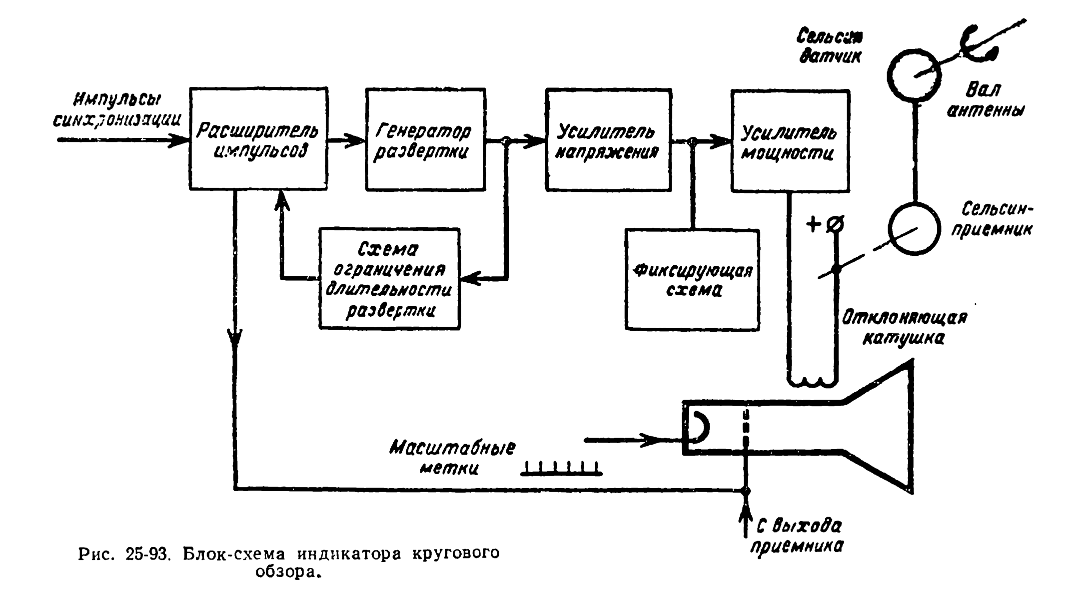


Рис. 25-93. Блок-схема индикатора кругового обзора.

пульсов расширителя и постоянной времени в генераторе развертки.

Для того чтобы на экране не прочерчивались линии обратного хода и не наблюдались соответствующие им по времени шумы, ухудшающие изображение, трубка постоянно заперта отрицательным смещением на управляющем электроде и отпирается по-

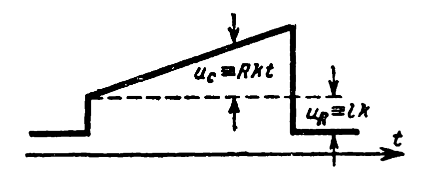


Рис. 25-94. Форма напряжения развертки для трубки с магнитным отклонением.

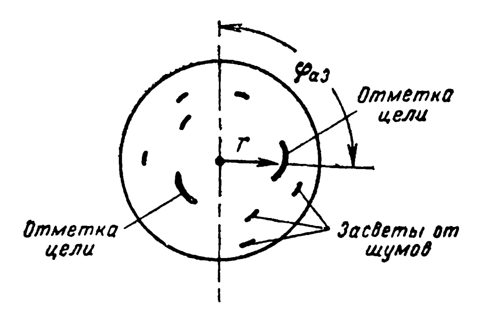


Рис. 25-95. Изображение на экране индикатора кругового обзора.

ложительными импульсами расширителя (рис. 25-90, *в*) лишь на время прямого хода развертки.

Индикатор кругового обзора (ИКО). Основными узлами ИКО (рис. 25-93) являются схема развертки дальности, схема развертки азимута и электроннолучевая трубка с магнитным управлением.

Схема развертки дальности аналогична описанной выше за некоторыми исключениями. Отличия обусловлены применением магнитной отклоняющей системы вместо отклоняющих пластин. Для создания линейной шкалы дальности необходимо, чтобы отклоняющий ток в системе был линейной функцией времени. Для этого на зажимы катушки нужно подать трапецеидальное, а не пилообразное, как в предыдущем случае, напряжение. Это вытекает из того, что если катушку представить в виде последовательно соединенных индуктивности L и активного сопротивления R, то при линейном токе через катушку $i = kt$ напряжение на ее зажимах будет равно:

$$u = L\frac{di}{dt} + Ri = Lk + Rkt.$$

Вид этого напряжения показан на рис. 25-94. Получить такое напряжение развертки можно в описанной ранее схеме (рис. 25-91), добавив последовательно с конденсатором C активное сопротивление R, показанное пунктиром.

Наличие катушки, потребляющей большой ток развертки, приводит к необходимости иметь в схеме развертки наряду с усилителем напряжения еще и мощный усилитель.

Пилообразный ток, протекающий в отклоняющей катушке, вызывает радиальное отклонение пятна на экране трубки от его центра к периферии. При вращении антенны отклоняющая катушка синфазно вращается на горловине трубки с помощью схемы развертки азимута, состоящей в рассматриваемом случае из сельсина-датчика, связанного с валом антенны, и сельсина-приемника, связанного с отклоняющей катушкой. Благодаря синфазному вращению катушки линия развертки в каждый момент будет соответствовать угловому положению антенны и при правильной начальной ориентации катушки будет указывать азимут цели относительно отсчетного направления.

Сигнал с выхода приемника подается на управляющий электрод трубки и создает светящуюся отметку на экране, положение которой позволяет определить дальность и азимут цели (рис. 25-95). Трубка, применяемая для яркостной отметки, должна обладать временем послесвечения экрана, сравнимым с периодом обзора. Это позволяет получить панорамное изображение за период обзора и возобновлять его от обзора к обзору. Для отсчета дальности часто применяют масштабные электронные метки, которые видны на экране в виде концентрических колец. Для отсчета азимута вокруг экрана наносится кольцевая градусная шкала, а на вращающемся защитном стекле прочерчена визирная линия, облегчающая отсчет. В некоторых случаях применяют электронную шкалу азимута в виде радиальных линий, получаемых засветом прямого хода развертки при определенных углах поворота антенны.

Возможно другое выполнение ИКО, основанное на использовании двух неподвижных взаимно перпендикулярно отклоняющих систем. При питании катушек пилообразными напряжениями, амплитуды которых модулируются по законам $\sin\Omega_а t$ и $\cos\Omega_а t$ (где $\Omega_а$ — частота вращения антенны), на экране осуществляется радиально-круговая развертка луча.

В принципе с помощью описанной радиально-круговой развертки можно индицировать азимут цели совместно с каким-либо другим параметром, например со скоростью цели. При этом место схемы развертки дальности займет схема развертки по другому параметру.

Индикатор дальности и азимута в прямоугольных координатах. Индикатор этого типа имеет широкое применение и как основное выходное устройство при малых секторах обзора, и как вспомогательный индикатор совместно с ИКО. В последнем случае на экран индикатора дальности и азимута выносится в

крупном масштабе только часть поля, индицируемого на ИКО, что позволяет улучшить разрешение и точность измерений.

Блок-схема индикатора приведена на рис. 25-96. В индикаторе применена трубка с магнитным управлением и неподвижной отклоняющей системой, состоящей из вертикально- и горизонтально-отклоняющих катушек, питаемых соответственно током от схем разверток дальности и азимута. Схема развертки дальности такая же, как в ИКО. Для того чтобы развертка по дальности начиналась не из центра экрана, а от его нижнего края (рис. 25-97), применены катушки смещения луча по вертикали, питающиеся постоянным, регулируемым по величине током.

Рис. 25-96. Блок-схема индикатора дальность-азимут в прямоугольных координатах.

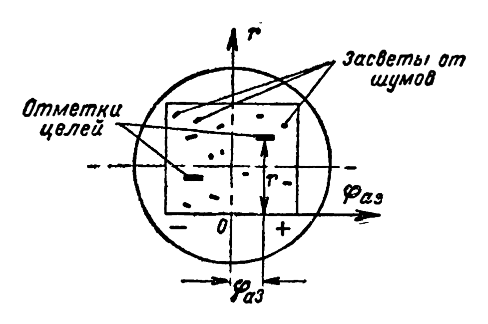


Рис. 25-97. Изображение на экране индикатора дальность-азимут.

Схема развертки по азимуту состоит из генератора развертки и двух мощных усилителей, осуществляющих симметричное питание катушек азимута. Генератор развертки вырабатывает напряжение, являющееся приблизительно линейной функцией угла поворота антенны по азимуту. Датчиками такого напряжения могут быть переменный конденсатор, потенциометр или сельсин-трансформатор, роторы которых связываются с валом антенны.

Под действием токов разверток дальности и азимута пятно чертит на экране прямоугольный растр, подобный телевизионному, где роль развертки строк играет развертка дальности, а развертки кадров — развертка азимута. Сигналы, подаваемые на управляющий электрод трубки, создают на экране панорамное изображение в пределах выбранного сектора. При использовании таких индикаторов в самолетных РЛС перехвата воздушных целей часто отметки целей снабжаются дополнительными метками, указывающими грубо расположение цели относительно плоскости крыльев самолета. На рис. 25-98 отметка *1* указывает на то, что цель находится выше этой плоскости, а отметка *2*, что цель ниже ее. Отметка *3* соответствует положению цели в плоскости крыльев носителя РЛС.

На рис. 25-99 поясняется способ создания дополнительных меток. Сигнал по линии *1* проходит на индикатор без дополнительной задержки, но только тогда, когда антенна осматривает нижнюю полусферу.

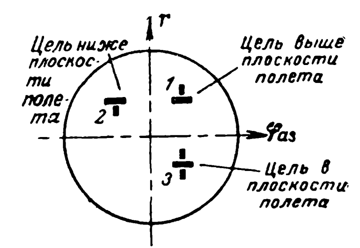


Рис. 25-98. Отметки целей на экране индикатора дальность-азимут с метками «верх — низ».

1 — цель выше плоскости полета; *2* — цель ниже плоскости полета; *3* — цель в плоскости полета.

В схеме формирования он предварительно сужается по оси азимута и расширяется по оси дальности. На индикаторе этот сигнал создает метку «низ». Сигнал по линии *2* проходит с максимальной задержкой относительно входного, но только тогда, когда антенна осматривает верхнюю полусферу. Он формируется аналогичным образом и создает на индикаторе метку «верх». Сигнал

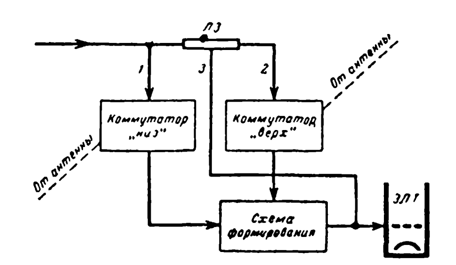


Рис. 25-99. Схема получения меток «верх — низ».

по линии 3 проходит с некоторой задержкой и не подвергается формированию. Он создает основную отметку цели, существующую при любом положении антенны в вертикальной плоскости.

Описанные индикаторы допускают отображение на экранах некоторой дополнительной информации, кроме уже указанных отметок целей. Так, например, имеется возможность индикации рядом с отметкой цели отметки опознавания ее государственной или индивидуальной принадлежности, формируемой с помощью сигналов аппаратуры опознавания.

Электроннолучевые индикаторы используют и как указатели ошибки прицеливания при стрельбе по цели или пуске ракет. На рис. 25-100, *а* показан вид экрана такого индикатора, где отметка цели напоминает силуэт самолета. Смещение центра отметки относительно центра экрана характеризует ошибки наведения оружия на цель, а размер отметки (размах «крыльев») обратно пропорционален дальности до цели. На горизонтальном диаметре экрана нанесены риски, указывающие тот размер «крыльев», (т. е. дальность), при котором следует открывать огонь. На рис. 25-100, *б* показан другой тип отметки, где ошибка указывается смещением центра круга относительно центра экрана, причем радиус круга пропорционален допустимой ошибке прицеливания. Стрельба разрешается, если центральная точка находится внутри круга прицеливания, а дальность до цели, указываемая по шкале справа, стала равной или меньшей заданной [Л. 1].

Качество отображения информации в индикаторных выходных устройствах

Индикаторные выходные устройства совместно с оператором ухудшают потенциальные возможности РЛС и РНС по дальности обнаружения, разрешению и точности измерения параметров, заложенные в принимаемых сигналах. Поэтому качество отображения информации может быть охарактеризовано коэффициентами (большими единицы) уменьшения дальности, разрешающей способности и точности, вызываемого применением индикаторов. Чем эти коэффициенты ближе к единице, тем выше качество индикаторного устройства. Эти ухудшения приводят к уменьшению информативности РЛС и РНС, которое может быть определено непосредственно в двоичных единицах измерения количества информации.

Влияния индикатора на дальность обнаружения. Уменьшение дальности обнаружения объясняется тем, что индикатор является частью схемы обработки сигналов, а именно накопителем (интегратором) как энергии сигналов, так и энергии шума. Поэтому с учетом влияния индикатора результирующее значение отношения энергий сигналов и шума уменьшается в $\alpha_{инд}$ раз, что ведет к уменьшению дальности в $\xi = \sqrt[4]{\alpha_{инд}}$ раз.

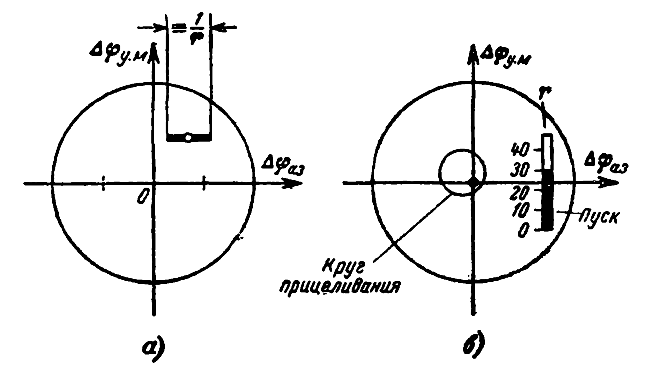


Рис. 25-100. Изображение на экранах индикаторов в режиме прицеливания.

а — отметка «крылья»; *б* — отметка с кругом прицеливания.

Значение коэффициента $\alpha_{инд}$ можно оценить по выражению

$$\alpha_{инд} = \alpha_{н.и}\alpha_v\alpha_c\alpha_{оп}, \qquad (25\text{-}115)$$

где $\alpha_{н.и}$ — коэффициент, характеризующий неидеальность интегрирования; α_v — коэффициент, зависящий от скорости развертки; α_c — коэффициент, учитывающий условия съема информации (условия работы оператора); $\alpha_{оп}$ — коэффициент, характеризующий степень тренировки оператора и его физическое состояние.

Накопление энергии сигналов и шумов в индикаторах с амплитудной отметкой осуществляется самим оператором (его зрительным и мозговым аппаратом), так как экран в этих индикаторах обладает очень малым временем послесвечения. В индикаторах с яркостной отметкой интегрирующим звеном является непосредственно экран, накапливающий яркость примерно по экспоненциальному закону. Как показывают исследования, в обоих случаях для количества накапливаемых сигналов не более 20—25 можно считать интегрирование иде-

альным, а значение $\alpha_{н.н}$ — близким к единице. Такие условия часто имеют место на практике.

Скорость развертки определяет размер отметки на экране. Установлено, что человеческий глаз в состоянии анализировать участок развертки длиной не менее 1 *мм*. Это приводит к тому, что, если полезный сигнал занимает на развертке отрезок $\Delta l = v\tau_c$ менее 1 *мм*, на глаз оператора с анализируемого участка кроме шумов, совпадающих по времени с сигналом, действуют

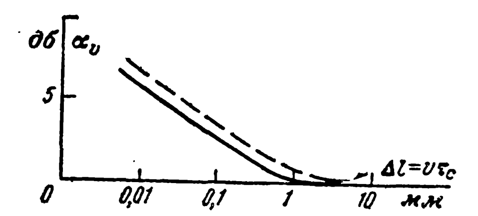


Рис. 25-101. Потери в индикаторах в зависимости от скорости развертки v.

дополнительные шумы, ухудшающие различимость сигнала тем сильнее, чем меньше длина отметки сигнала по сравнению с 1 *мм*. Возникающее при этом уменьшение отношения энергии сигнал/шум при амплитудной отметке может быть учтено по экспериментальному графику (рис. 25-101 — сплошная кривая). Незначительное увеличение потерь при $\Delta l > \Delta l_{опт}$ объясняется уменьшением яркости изображения на экране при дальнейшем увеличении скорости развертки.

Зависимость потерь от скорости развертки при яркостной отметке имеет такой же характер, как и при амплитудной, но определяется также и качеством фокусировки. Энергия сигнала накапливается экраном за время его длительности τ_c, а энергия шумов — за время перемещения пятна на свой собственный диаметр $d_п$, равное $d_п/v$. Поэтому, чем больше отношение $\tau_c v/d_п$, тем больше относительная доля энергии сигнала будет интегрироваться при перемещении пятна на величину его диаметра и тем меньше будут потери. Расчетная кривая потерь для яркостного индикатора нанесена пунктиром на рис. 25-101. Из графика следует, что разница в потерях при амплитудной и яркостной отметках невелика, но она в пользу амплитудного индикатора.

Скорость развертки связана с масштабом шкалы. Так, для шкалы дальности масштаб равен:

$$M_r = \frac{r_{шк}}{L_{шк}}, \qquad (25\text{-}116)$$

а скорость развертки дальности

$$v = \frac{L_{шк}}{T_р} = \frac{L_{шк}}{2r_{шк}/c}, \qquad (25\text{-}117)$$

где $r_{шк}$ — предельное значение шкалы дальности; $T_р$ — длительность развертки; $L_{шк}$ — длина развертки (шкалы) на экране.

Из приведенных соотношений видно, что

$$v = \frac{c}{2M_r}. \qquad (25\text{-}118)$$

Таким образом, можно уменьшить потери в дальности обнаружения, применив более крупный масштаб, соответствующий большей скорости развертки.

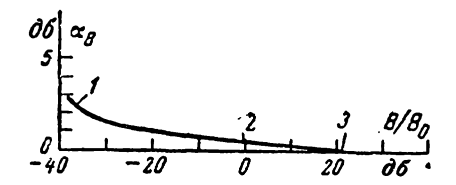


Рис. 25-102. Потери в амплитудном индикаторе при различной яркости развертки B.

1 — развертка едва заметна; 2 — нормальная яркость; 3 — развертка слишком яркая.

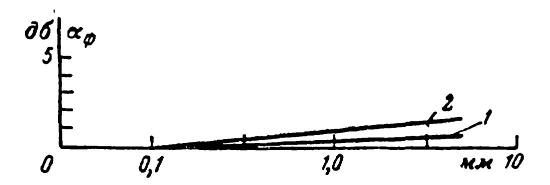


Рис. 25-103. Потери в индикаторах при дефокусировке пятна.

1 — дефокусирование перпендикулярно линии развертки; 2 — дефокусирование параллельно линии развертки.

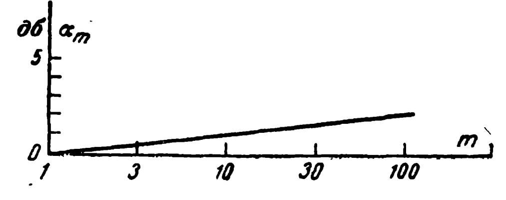


Рис. 25-104. Потери в индикаторах в зависимости от числа возможных положений m сигнала на шкале дальности.

Значение коэффициента съема α_c определяется многими факторами: степенью внешней освещенности экрана, расстоянием наблюдателя от экрана, положением линии развертки на экране, качеством фокусировки, предварительным знанием положения ожидаемого сигнала на развертке и т. д.

На рис. 25-102 — 25-107 приведены графики потерь в зависимости от различных условий наблюдения (рис. 25-102 относится к амплитудному индикатору; рис. 25-103 — 25-105 — к обоим типам, а рис. 25-106, 25-107 — к яркостным индикаторам).

Коэффициент, характеризующий степень тренировки оператора и его физическое состояние, $\alpha_{оп}$ является весьма неопределенной величиной — около 2 *дб*.

Таким образом, индикатор может вносить потери, оцениваемые значением $\alpha_{инд}=4\div5$ *дб* (2,5—3 раза), что соответствует уменьшению дальности обнаружения отраженного сигнала на 20—25% и прямого сигнала на 25—45%.

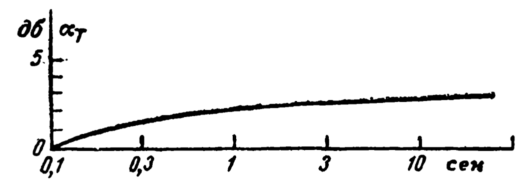


Рис. 25-105. Потери в индикаторах при разном времени наблюдения $T_н$.

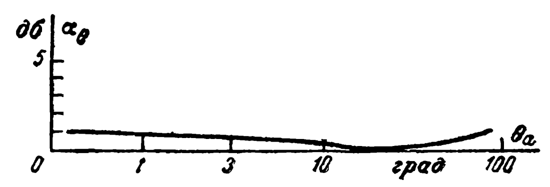


Рис. 25-106. Потери в яркостных индикаторах при различных угловых размерах луча. θ

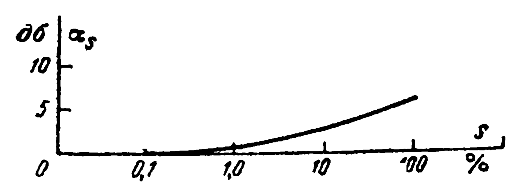


Рис. 25-107. Потери в яркостных индикаторах в зависимости от наблюдаемой доли площади экрана *S*.

Влияние индикатора на разрешающую способность. Индикаторные выходные устройства ухудшают разрешающую способность РЛС и РНС за счет конечных размеров рисующего пятна электроннолучевой трубки. Это ухудшение может быть оценено дополнительным удлинением отметки сигнала на шкале индикатора, которое равно $d_п M_\alpha$, где $d_п$ — размер рисующего пятна в миллиметрах, M_α— масштаб шкалы по параметру α (дальности, скорости, углу). Это удлинение отметки может быть названо ц е н о й п я т н а или разрешающей способностью индикатора по параметру α:

$$\delta(\alpha)_{инд}=d_п M_\alpha. \qquad (25\text{-}119)$$

Учитывая, что

$$M_\alpha=\frac{\alpha_{шк}}{L_{шк}}=\frac{\alpha_{шк}}{k_э d_э}, \qquad (25\text{-}120)$$

можно написать, что

$$\delta(\alpha)_{инд}=\alpha_{шк}\frac{d_п}{k_э d_э}=\frac{\alpha_{шк}}{k_э Q_ф}. \qquad (25\text{-}121)$$

Здесь $\alpha_{шк}$ — предельное значение шкалы по параметру α; $Q_ф=d_э/d_п$ — качество фокусировки трубки; $k_э$ — коэффициент использования экрана, равный отношению используемой части экрана к его диаметру $d_э$.

Считается, что для трубок с магнитным управлением $Q_ф=300\div400$, а для трубок с электростатическим отклонением $Q_ф=250\div350$. Однако на практике значения $Q_ф$ в 2—3 раза меньше указанных.

Реальная разрешающая способность по параметру α для РЛС и РНС с индикаторным выходным устройством равна:

$$\delta(\alpha)=\delta(\alpha)_{пот}+\delta(\alpha)_{инд}=\delta(\alpha)_{пот}\gamma_\alpha, \qquad (25\text{-}122)$$

где $\gamma_\alpha=1+\delta(\alpha)_{инд}/\delta(\alpha)_{пот}$ — коэффициент ухудшения разрешения.

В частности, при разрешении по дальности для сигнала в виде немодулированных высокочастотных импульсов прямоугольной формы

$$\delta(r)=\frac{c\tau_и}{2}+\frac{r_{шк}}{k_э Q_ф}=\frac{c\tau_и}{2}\left(1+\frac{2r_{шк}}{k_э Q_ф c\tau_и}\right). \qquad (25\text{-}123)$$

Если, например, $\tau_и=1$ *мксек*, $r_{шк}=200$ *км*, $k_э=0{,}8$ и $Q_ф=300$, то

$$\delta(r)=\frac{3\cdot10^5\cdot10^{-6}}{2}+\frac{200}{0{,}8\cdot300}=0{,}15+0{,}84\approx1\ км \text{ и } \gamma_r\approx7.$$

Улучшения разрешающей способности индикатора можно добиться в первую очередь укрупнением масштаба (уменьшением $\alpha_{шк}$) и улучшением качества фокусировки (увеличением $Q_ф$).

Индикаторы, использующие полярную систему координат для отметки целей на экране (ИКО, ИКО со смещенным центром развертки), имеют переменную разрешающую способность по углу, ухудшающуюся по мере приближения отметки цели к центру развертки.

Так, для ИКО с несмещенным центром развертки из формулы (25-119) получим:

$$\delta(\varphi_{аз})_{инд}=\frac{180^\circ}{\pi}\frac{d_п}{l}\ [град], \qquad (25\text{-}124)$$

где l — удаление отметки от центра развертки.

Умножая и деля последнее выражение на масштаб дальности и учитывая (25-120), получаем:

$$\delta(\varphi_{аз})_{инд}=\frac{180^\circ}{\pi}\frac{1}{k_э Q_ф}\frac{r_{шк}}{r}. \qquad (25\text{-}125)$$

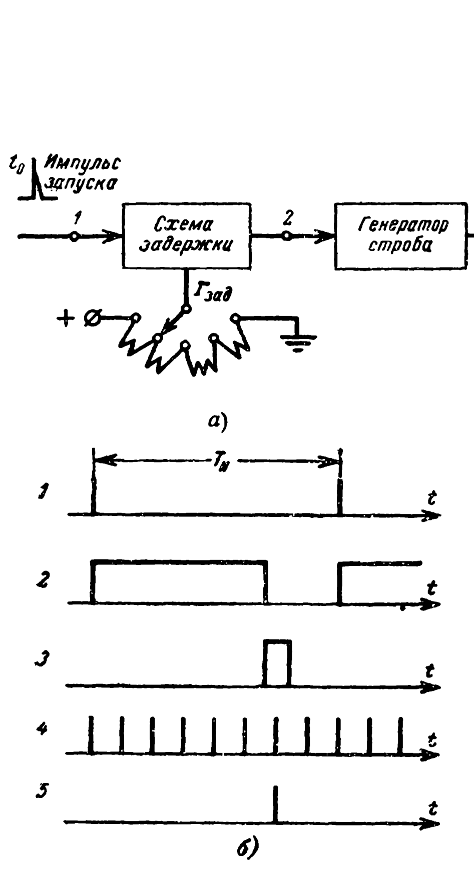


Рис. 25-108. Блок-схема устройства ступенчатой задержки развертки и эпюры напряжений.

В этом выражении $r_{шк}$ — предельное значение шкалы дальности, а r — текущее значение дальности. Таким образом, разрещающая способность ИКО по азимуту обратно пропорциональна дальности до цели.

Для повышения реальной разрешающей способности по угловым координатам часто используют совместно с ИКО индикатор дальности и азимута в прямоугольных координатах, на котором просматривают в большом масштабе узкий сектор, содержащий отметки нужных целей.

Влияние индикатора на точность измерения координат. Индикатор ухудшает потенциальную точность РЛС и РНС, внося дополнительные ошибки в измерения. Величина этих ошибок определяется в основном *масштабом шкалы* и применяемым *методом отсчета*. Наиболее распространенные следующие методы отсчета: отсчет по механической шкале; отсчет по электронной шкале; двухшкальный метод измерения (метод нониуса); отсчет путем совмещения отметки сигнала со специальным измерительным импульсом (электронный визир); комбинация двух последних методов.

Механическую шкалу для отсчета координат применяют в тех случаях, когда нет необходимости в большой точности и когда существуют жесткие ограничения в весе и габаритах устройства.

Основными ошибками при таком методе отсчета являются: 1) *ошибка интерполяции положения отметки цели* между делениями шкалы (включающая и ошибку на параллакс, возникающий из-за того, что шкала, наносимая на защитном стекле трубки, не находится в одной плоскости с отметкой цели); 2) *ошибка из-за неточности калибровки шкалы*, проводимой периодически по специальному калибратору (причинами этой ошибки могут быть и нестабильность работы калибратора, и изменения питающих напряжений схем развертки и питания трубки в промежутках между калибровками).

Величина ошибки интерполяции зависит от цены деления шкалы, и ее среднеквадратичное значение может быть ориентировочно принято равным

$$\sigma(\alpha)_{инт} = 0{,}15\,\Delta l M_\alpha = 0{,}15\,\Delta\alpha_м, \qquad (25\text{-}126)$$

где Δl — расстояние между делениями шкалы; M_α — масштаб шкалы по параметру α; $\Delta\alpha_м$ — цена метки в единицах измерения параметра.

Следует оговориться, что это соотношение носит весьма приближенный характер и справедливо для значений Δl, не меньших нескольких миллиметров. При значениях $\Delta l \leqslant 2$ *мм* коэффициент в формуле должен быть увеличен до 0,3—0,5. Величина ошибки из-за неточности калибровки может быть оценена при анализе конкретной схемы индикатора.

При отсчете по электронной шкале отпадают ошибка на параллакс, входящая в ошибку интерполяции, и ошибка калибровки. Изменение питающих напряжений в этом случае не сказывается на цене деления шкалы, получаемой обычно с помощью кварцевого генератора. Стабильность цены деления определяется стабильностью частоты кварцевого генератора и имеет порядок 10^{-5}. Основной ошибкой в этом случае является *ошибка интерполяции*. Ее среднеквадратичное значение можно ориентировочно оценить формулой

$$\sigma(\alpha)_{инт} = (0{,}1 \div 0{,}05)\,\Delta l M_\alpha = (0{,}1 \div 0{,}05)\,\Delta\alpha_м. \qquad (25\text{-}127)$$

Двухшкальный метод измерения заключается в том, что вначале измерение ведется по развертке с мелким масштабом, охватывающей весь возможный диапазон измеряемой величины, и при этом положение цели определяется ориентировочно. Затем переходят к развертке с крупным масштабом, причем она смещается по шкале дальности в соответствии с результатом предыдущего измерения, так чтобы отметка интересующей цели оказалась в удобном для отсчета месте экрана.

Это смещение (задержка) разветрки обычно осуществляется ступенями. Пример схемы ступенчатой задержки развертки, применяющейся при измерении дальности, показан на рис. 25-108.

Импульсы запуска передатчика *1* подаются на вход схемы задержки (например, фантастрона), которая вырабатывает импульс *2* длительностью, немного меньшей необходимой задержки развертки. Задним фронтом запускается генератор строба. Строб-импульс *3* подается на один из входов каскада совпадений, а на второй вход от синхронизатора поступают опорные импульсы *4*, следующие с интервалами, определяемыми необходимой дискретностью задержки развертки. Частота следования этих импульсов обычно стабилизируется кварцем.

На выходе каскада совпадений импульс *5* появляется только при совпадении опорного и строб-импульса. Для того чтобы исключить возможность прохождения через каскад совпадения сразу двух импульсов, длительность строб-импульса делают немного меньшей периода следования опорных импульсов. От выходного импульса каскада совпадений срабатывает блокинг-генератор, и его импульс используется для задержанного запуска развертки. Желаемая задержка достигается с помощью переключателя $r_{зад}$, меняющего скачками управляющее напряжение фантастрона. Величина скачка напряжения подобрана так, что задержка строб-импульса при переключении на одно положение переключателя изменяется приблизительно на период опорных импульсов. Отсчет ведется в два этапа — считывается дальность, установленная переключателем задержки, а затем к полученному значению прибавляется дальность, отсчитанная по электронной шкале на экране. Ошибка измерения на первом этапе определяется *стабильностью кварцевого генератора* и равна:

$$\sigma(r)_{зад} \approx 10^{-5}\, r_{зад}, \qquad (25\text{-}128)$$

где 10^{-5} — стабильность кварца, $r_{зад}$ — дальность задержки. Ошибка измерения на втором этапе является *ошибкой интерполяции* и определяется по формуле (25-127). Вследствие использования более крупного масштаба эта ошибка будет меньшей, чем при одношкальном методе отсчета.

Результирующая ошибка может быть вычислена по формуле

$$\sigma(r)_{инд} = \sqrt{\sigma^2(r)_{зад} + \sigma^2(r)_{инт}}.$$

Метод отсчета с помощью измерительного импульса проиллюстрируем также на примере измерения дальности. В этом случае используется высокостабильная схема задержки, на вход которой поступает импульс запуска развертки, а выходной задержанный импульс подается на управляющий электрод трубки. Задержанный импульс на экране высвечивает метку, положение которой зависит от управляющего напряжения схемы задержки. Отсчет дальности производится по шкале потенциометра, регулирующего управляющее напряжение, в момент совмещения измерительной метки с отметкой цели. Ошибка измерения в этом случае в первом приближении складывается из ошибки за счет *нестабильности работы и неточности калибровки схемы задержки, ошибки совмещения и ошибки интерполяции* по шкале потенциометра. Стабильность обычно применяемых схем задержки составляет примерно 0,1% от значения задержки. Ошибка совмещения зависит от размеров пятна трубки и обычно не превосходит (0,3÷0,5) $d_п$. Ошибка интерполяции по шкале потенциометра может быть оценена по формуле

$$\sigma(r)_{инт} = 0{,}1\, \Delta r_{шк}, \qquad (25\text{-}129)$$

где $\Delta r_{шк}$ — цена деления шкалы потенциометра.

Если, например, максимальная измеряемая дальность равна 30 *км*, $\Delta r = 100$ *м*, $Q_ф = 300$ *м* и диаметр экрана индикатора кругового обзора $d_э = 125$ *мм*, то указанные ошибки будут иметь следующие значения:

ошибка из-за нестабильности задержки

$$\sigma(r)_{нст} = 0{,}001 \cdot 30 = 0{,}03\ км;$$

ошибка совмещения

$$\sigma(r)_{совм} = 0{,}3\, d_п\, M_r = 0{,}3\,\frac{r_{шк}}{k_э\, Q_ф} = 0{,}07\ км;$$

ошибка интерполяции

$$\sigma(r)_{инт} = 0{,}05 \cdot 0{,}1 = 0{,}005\ км.$$

Отсюда результирующая ошибка отсчета будет равна:

$$\sigma(r)_{инд} = \sqrt{0{,}03^2 + 0{,}07^2 + 0{,}005^2} = 0{,}076\ км.$$

Приведенные примеры касались измерения дальности, но аналогичным образом могут быть определены ошибки, вносимые индикатором при измерении угловых координат и скорости. При анализе ошибок измерения угловых координат следует учитывать также ошибки передачи угла поворота антенны на индикатор. Их величина может быть определена при рассмотрении конкретной схемы связи антенны и генератора развертки углов в индикаторе. Ошибка может колебаться в широких пределах: от 1—1,5° при использовании обычной одноканальной сельсинной передачи до нескольких минут для двухканальной системы следящей передачи с грубым и точным сельсинами-дат-

чиками, сельсинами-трансформаторами и сервомотором.

Реальная точность измерений в РЛС и РНС с индикаторными выходными устройствами может быть оценена по формуле

$$\sigma(\alpha) \cong \sqrt{\sigma^2(\alpha)_{пот}+\sigma^2(\alpha)_{распр}+\sigma^2(\alpha)_{инд}} = \sigma(\alpha)_{пот}\,\eta_\alpha, \qquad (25\text{-}130)$$

где

$$\eta_\alpha = \sqrt{1+\frac{\sigma^2(\alpha)_{распр}}{\sigma^2(\alpha)_{пот}}+\frac{\sigma^2(\alpha)_{инд}}{\sigma^2(\alpha)_{пот}}} \qquad (25\text{-}131)$$

— коэффициент ухудшения точности; $\sigma(\alpha)_{распр}$ — ошибка, вызванная криволинейностью распространения радиоволн [Л. 4]; $\sigma(\alpha)_{инд}$ — ошибка, вносимая при отсчете по индикатору.

Потери информации в индикаторных выходных устройствах. Ухудшение основных тактических показателей РЛС и РНС по сравнению с потенциально-возможными их значениями можно оценить более общим критерием — потерей количества информации. В качестве примера определим эти потери для РЛС, измеряющей две координаты — дальность и азимут. Если потенциальные значения разрешающих способностей по дальности и азимуту равны соответственно $\delta(r)_{пот}$ и $\delta(\varphi_{аз})_{пот}$, дальность действия РЛС без учета потерь в индикаторе равна $r_м$, то зона обзора будет содержать число элементов разрешения цели, равное

$$n_{пот} = \frac{r_м \Phi_{аз}}{\delta(r)_{пот}\,\delta(\varphi_{аз})_{пот}}, \qquad (25\text{-}132)$$

где $\Phi_{аз}$ — сектор обзора по азимуту.

При использовании реального индикаторного устройства дальность обнаружения при прочих равных условиях уменьшится в $\xi = \sqrt[4]{\alpha_{инд}}$, а реальные разрешающие способности можно принять равными

$$\delta(r) \approx \delta(r)_{пот} + \delta(r)_{инд} = \delta(r)_{пот}\,\gamma_r$$

и

$$\delta(\varphi_{аз}) \approx \delta(\varphi_{аз})_{пот} + \delta(\varphi_{аз})_{инд} = \delta(\varphi_{аз})_{пот}\gamma_\varphi.$$

Поэтому число элементов разрешения сократится и будет равно:

$$n = \frac{r_м \Phi_{аз}}{\xi\delta(r)_{пот}\,\delta(\varphi_{аз})_{пот}\,\gamma_r\,\gamma_\varphi}. \qquad (25\text{-}133)$$

В каждом из элементов разрешения может быть одна из двух возможных ситуаций — «сигнал есть» и «сигнала нет». При равной вероятности этих значений будет получено максимальное количество информации:

$$I_{пот} = \log_2 2^{n_{пот}} = n_{пот},\ дв.\ ед, \qquad (25\text{-}134)$$

а в реальном случае

$$I = \log_2 2^n = n,\ дв.\ ед. \qquad (25\text{-}135)$$

Потеря информации в индикаторном устройстве будет равна:

$$\Delta I = I_{пот} - I = n_{пот} - n = r_м \Phi_{аз}\left[\frac{1}{\delta(r)_{пот}\,\delta(\varphi_{аз})_{пот}} - \frac{1}{\xi\delta(r)_{пот}\,\delta(\varphi_{аз})_{пот}\,\gamma_r\,\gamma_\varphi}\right]. \qquad (25\text{-}136)$$

После преобразований получим:

$$\Delta I = \frac{r_м \Phi_{аз}}{\delta(r)_{пот}\,\delta(\varphi_{аз})_{пот}}\left(1-\frac{1}{\xi\gamma_r\,\gamma_\varphi}\right) = n_{пот}\left(1-\frac{1}{\xi\gamma_r\,\gamma_\varphi}\right). \qquad (25\text{-}137)$$

Полученное выражение показывает, что потеря информации в индикаторе определяется теми же показателями, которые характеризуют влияние индикатора на дальность действия РЛС и ее разрешающую способность.

В качестве примера подсчитаем потерю информации в РЛС, имеющей следующие данные: $r_м = 300$ *км*; $\Phi_{аз} = 360°$; $\delta(r)_{пот} = 0{,}45$ *км*; $\delta(\varphi_{аз})_{пот} = 1°$; $\alpha_{инд} = 3$ ($\xi = 1{,}32$); $\gamma_r = 7$; $\gamma_\varphi = 1{,}5$.

Подставляя данные в формулу (25-137), получаем:

$$\Delta I = \frac{300\cdot 360}{0{,}45\cdot 1}\left(1-\frac{1}{1{,}3\cdot 7\cdot 1{,}5}\right) = 6\,500,\ дв.\ ед,$$

что составляет 2,7% от потенциально-возможного количества информации.

Тенденции развития индикаторных устройств

Индикаторные выходные устройства влияют на основные тактические показатели РЛС и РНС. Поэтому разработка рациональной и совершенной системы индикации является одной из важнейших задач проектирования РЛС и РНС. Основными проблемами при этом являются *повышение разрешающей способности индикатора*; *увеличение количества информации, представляемой на экране*; *наилучшее согласование характера изображения с психофизиологическими особенностями оператора*.

Повышение разрешающей способности реализуется путем улучшения качества фокусировки вновь разрабатываемых трубок. В настоящее время опытные трубки с магнитным управлением позволяют получить качество фокусировки $Q_ф = 6\,000$ [Л. 2]. Однако эти данные относятся к трубкам с однослойным покрытием экранов, не обеспечивающим, как правило, необходимой длительности послесвечения отметок сигналов. Трубки с двухслойными (каскадными)

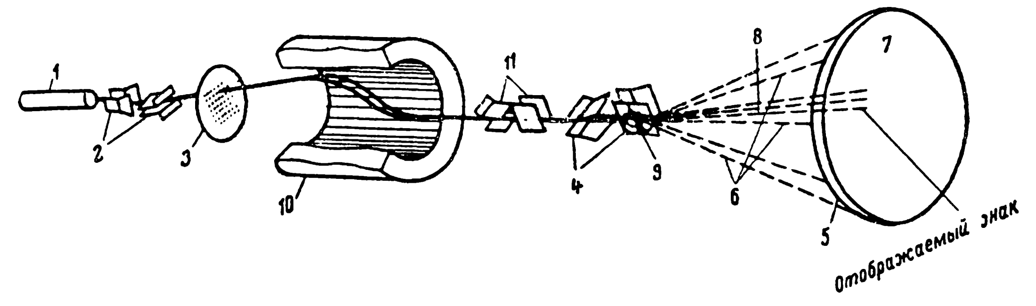


Рис. 25-109. Тайпотрон.

экранами позволяют получить длительное послесвечение, необходимое для создания панорамного изображения, но они имеют гораздо худшее качество фокусировки ($Q_Ф \approx$ ≈ 300 [Л. 1]).

Во многих случаях, помимо информации о координатах целей и их скорости, требуется отобразить на экране дополнительные сведения о цели или указать оператору характер его дальнейших действий. Так, например, летчику истребителя-перехватчика в процессе наведения на цель, кроме текущих координат цели, необходимо иметь на экране отметки о государственной принадлежности, о зоне захвата цели системами автоматического сопровождения по дальности и угловым координатам, отметки о переходе РЛС из режима обзора в режим автосопровождения, отметки дальности, оставшейся до пуска ракеты или до момента открытия огня, отметки (или сигналы) опасной дальности сближения и начала выхода из атаки и т. д. Конечно, не все эти отметки и сигналы могут и должны отображаться на экране единственного индикатора, но это весьма желательно, если оператор должен выполнять не менее важные, как в описанном случае, функции управления самолетом.

Такое повышение информативности изображения на экране индикатора в настоящее время достигается применением специальных трубок — тайпотронов и характронов, относящихся к классу потенциалоскопов.

Потенциалоскоп представляет собой электроннолучевую трубку, в которой информация первоначально отображается не в виде яркостного изображения на экране, а на специальном электроде в виде изменяющегося потенциала его поверхности. Этот электрод называется *мишенью*. Мишень состоит из металлической пластины — подложки, изолирующей прокладки и нанесенного на ней проводящего вещества. Электронный луч (называемый записывающим), плотность тока в котором модулируется входным сигналом, пробегая по мишени как по экрану обычной трубки, заряжает до разного уровня многочисленные микроскопические конденсаторы, образованные проводящим слоем, изолирующей прокладкой и металлической пластиной. Таким образом, на мишени записывается потенциальный рельеф, отображающий входную информацию. Эта информация может сохраняться весьма долгое время. При необходимости воспроизведения записанной информации производится последовательный разряд мишени вторым, считывающим лучом, по тому или иному закону обегающим всю мишень. При этом ток считывающего луча оказывается промодулированным записанным потенциальным рельефом, что и используется в дальнейшем для воспроизведения информации на экране, расположенном за мишенью, или на экране отдельной индикаторной трубки. Для получения на экране дополнительной знаковой информации на пути электронного луча в этих трубках ставят маску с отверстиями в виде знаков, которые надо воспроизвести. Управляя положением луча, можно получить на экране изображение нужного знака. На рис. 25-109 показана схема тайпотрона, поясняющая принцип его работы. Прожектор записывающего луча *1* создает узкий пучок электронов, направляемый «пластинами выбора знака» *2* в нужное место знаковой матрицы *3* (маски). Отклоняющие пластины *4*, магнитная отклоняющая катушка *10* и компенсирующие пластины *11* служат для направления пучка (сечение которого сформировано матрицей) в нужное место экрана. Для получения большой яркости свечения и большой его продолжительности между экраном с люминофором и отклоняющей системой размещается накопительная мишень *5*, облучаемая широким пучком медленных электронов *6*, создаваемых специальным воспроизводящим прожектором *9*. Медленные электроны оседают на мишени, выполненной в виде диэлектрика, нанесенного на металлическую сетку. Напряжение на этой сетке подбирается таким, чтобы коэффициент вторичной эмиссии был несколько меньший единицы. При этом условии мишень будет иметь некоторый равномерно распределенный отрицательный потенциал, образующий тормозящее поле. Записывающий пучок *8*, несущий символ матрицы, увеличивает коэффициент вторичной эмиссии мишени в том месте, куда он попадает. В это место мишени стекается большое количество медленных электронов. Благодаря большому ускоряющему напряжению эти

электроны вызывают в нужном месте экрана *7* ярко светящееся изображение выбранного знака. Послесвечение, возникающее вследствие сохранения на некоторое время потенциального рельефа, сформированного на мишени, разрешает наблюдать этот знак после перехода записывающего луча в другое место экрана в течение длительного времени (до 30 *сек*). Это позволяет при желании отобразить на экране очень большой

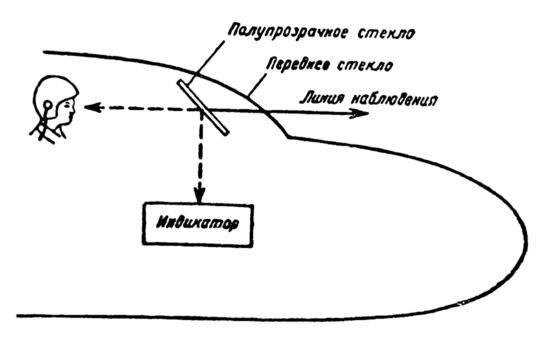


Рис. 25-110. Индикация изображений на ветровом стекле.

объем информации за короткое время. Стирание изображения осуществляется подачей на мишень положительного напряжения, выравнивающего потенциальный рельеф. Можно менять также время послесвечения, подавая на мишень импульсы положительной полярности с регулируемой частотой и амплитудой. Описанный принцип получения большой яркости отметки при длительном послесвечении реализуется аналогично в потенциалоскопах с видимым изображением. Они находят применение в самолетных индикаторах РЛС перехвата и прицеливания, где при большом уровне внешнего освещения требуется очень большая яркость свечения отметки, которая позволила бы летчику-оператору обходиться без затемняющего тубуса, затрудняющего наблюдение за приборной доской. Недостатком описанных трубок является низкая разрешающая способность по сравнению с обычными.

Желание создать наибольшие удобства летчику-оператору при наблюдении изображения на экране индикатора заставляет конструкторов искать новые пути уменьшения габаритов индикатора до размеров, допускающих его размещение на приборной доске самолета. Примером такого решения являются описанные в современной литературе [Л. 1] трубки с плоской колбой.

Другое решение этой проблемы показано на рис. 25-110, где изображение экрана индикатора проектируется на ветровое стекло самолета. Чтобы приблизить изображение на экране к картине, наблюдаемой с самолета непосредственно в условиях оптической видимости, применяют специальное вычислительное устройство, позволяющее создадать на экране сетку опорных линий, дающих перспективное изображение земной поверхности (рис. 25-111, *а*). При снижении самолета вся картина смещается вверх (рис. 25-111, *б*), изменение ее при кренах и поворотах показано соответственно на рис. 25-111, *в*, *г*. Сигналы целей, видимые на этом фоне, дают весьма наглядное представление о воздушной обстановке [Л. 1].

Преобразование информации РЛС и РНС при сопряжении с ЦВМ

Схема устройства сопряжения. Информация о дальности, угловых координатах целей и их скорости перед вводом в ЦВМ должна быть преобразована в код, принятый в машине (обычно двоичный). Если сигналы, несущие информацию, представляют собой пачку импульсов, как это имеет место в подавляющем большинстве случаев для импульсных РЛС, то возникает еще одна задача — перед преобразованием сигналов в код энергии отдельных импульсов пачки должны быть суммированы. При этом должен быть выделен один импульс, соответствующий центру пачки, в котором сохраняется информация о координатах цели. В соответствии с такими задачами функциональная схема устройства сопряжения в ЦВМ должна иметь вид, показанный на рис. 25-112. Суммирование (интегрирование) сигналов и сопровождающих их шумов осуществляется в накопителе (преселекторе), преобразование в код — в преобразователях. В приведенной схеме показаны два преобразователя — дальности и угловых координат.

Для синхронизации и отсчета координат преселектор и преобразователь связываются с синхронизатором и схемой управления положением антенны РЛС или РНС.

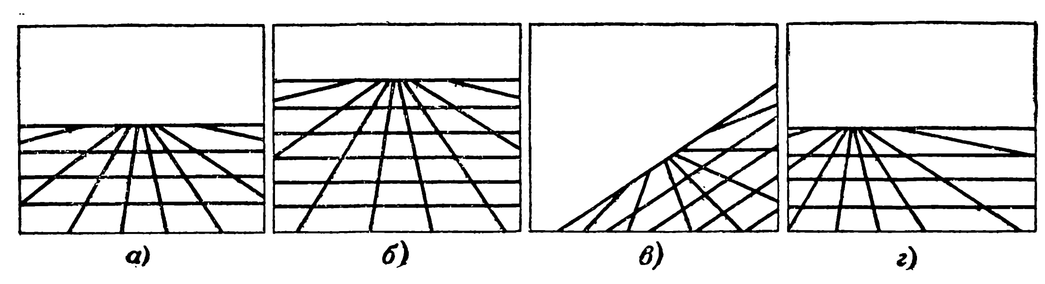


Рис. 25-111. Способ индикации с использованием перспективы.

Преселекторы. Известно несколько методов обработки сигналов в преселекторе. Первая группа методов основана на интегрировании всех импульсов цели и напряжения шумов и последующем испытании суммарного напряжения на порог. Вследствие статистических различий интегрирование сигналов ведется более эффективно по сравнению с шумами. Это дает возможность улучшить соотношение энергий сигнала и шума. Такая обработка называется *аналоговой* (см. т. 1, разд. 3).

Для накопления энергии сигналов могут использоваться потенциалоскопы и магнитные барабаны. В потенциалоскопах развертка записывающего луча осуществляется так же, как и в обычных индикаторах типа дальность — азимут (рис. 25-113).

Для синхронизации развертки по времени (дальности) и азимуту преселектор связывают с синхронизатором и приводом вращения антенны. Развертки по дальности следуют настолько быстро по сравнению с разверткой азимута, что импульсы одной цепи практически полностью налагаются друг на друга и в этом месте мишени происходит, таким образом, накапливание заряда, примерно пропорциональное числу импульсов N в «пачке». Хаотические шумы не дают подобного наложения и при интегрировании N разверток по дальности суммируются пропорционально корню квадратному из N. Благодаря этому можно выделить сигнал из шумов. Записанные сигналы считываются лучом, совершающим то же движение, что и при записи, и усиливаются в усилителе с пороговым устройством, имеющим регулируемый порог ограничения, устанавливаемый в соответствии с заданной вероятностью ложной тревоги.

При использовании магнитных барабанов разверткам дальности соответствует вращение барабана, а развертка по азимуту может осуществляться за счет движения записывающей головки по образующей.

Общим недостатком описанных накопителей является наличие потерь вследствие уменьшения эффективности интегрирования при увеличении N («насыщения»). В обычных индикаторах потери возникают при $N \geqslant 20 \div 25$, в потенциалоскопах и магнитных барабанах при несколько большем количестве импульсов. Этим недостатком не обладает схема с использованием потенциалоскопа и интегрирующего звена, показанная на рис. 25-114, *а*. Развертки дальности на мишени потенциалоскопа располагаются при данном методе настолько редко (рис. 25-114, *б*), что записанные импульсы не налагаются полностью, и поэтому не интегрируются мишенью. Считывание производится по горизонтали и с большой скоростью, но при медленном перемещении считывающей строки по вертикали. Сигналы цели после считывания резко отличаются по своей длительности от импульсов шума (рис. 25-114, *в*). Они подаются на вход узкополосного фильтра, согласованного с сигналом пачки:

$$\Delta f_{\text{ф}} = \frac{1}{NT_{\text{и}}}.$$

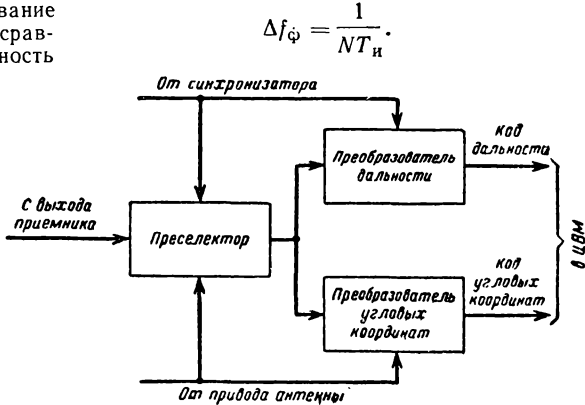


Рис. 25-112. Функциональная схема устройства, сопрягающего РЛС с ЦВМ.

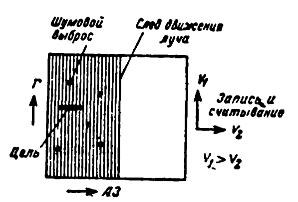


Рис. 25-113. Вид развертки на мишени потенциалоскопа.

Выбросы шумов, имеющие малую длительность, дают слабый отклик на выходе фильтра и через пороговое устройство не проходят, а сигнал пачки имеет на выходе большую амплитуду и преодолевает пороговый уровень (рис. 25-114, *в*, поз. *1* и *2*). В описанной схеме обработки потенциалоскоп служит лишь для запоминания, а интегрирующим элементом является фильтр, практически не обладающий насыщением.

Широкое применение находят преселекторы дискретного типа, в которых сигналы и шумы вначале испытываются на порог в первом пороговом устройстве, а затем прошедшие через порог импульсы сигналов и шумов стандартизуются по амплитуде и длительности, интегрируются и подвергаются вторичному испытанию на порог. Одна из возможных блок-схем такого преселектора показана на рис. 25-115. Преселектор состоит из генератора стандартных импульсов с пороговым устройством, линий задержки со временем задержки, кратным периоду повторения импульсов, и суммирующей схемы, в которой напряжением смещения устанавливается второй порог (порог счета k).

На рис. 25-116 показаны эпюры напряжений в 1÷8 точках схемы рис. 25-115, рассчитанной на обработку пачки из пяти импульсов. При совпадении некоторого числа импульсов k, которое может быть и меньше общего числа импульсов в пачке N (в данном случае $k=3$), лампа сумматора отпирается и с ее анода снимается импульс, поступающий в устройство кодирования. Шумы, следующие хаотически, могут давать случайные ложные срабатывания (импульсы с индексом «ш» на рис. 25-116). Если взять k очень малым по сравнению с N, то возникает большая вероятность ложной тревоги из-за воздействия шумов. Так, если $k=1$, то каждый шумовой выброс, прошедший через порог, будет фиксироваться как цель. Если k взять большим, то возникает большая вероятность пропуска цели, так как подавление шумами импульсов при их прохождении через приемник, в количестве, большем чем $N-k$, приводит к пропуску цели.

Такой способ обработки носит краткое наименование «k из N». Каждому значению N соответствует оптимальное значение порога счета k (рис. 25-117).

В описанном способе интегрируются стандартные импульсы, поэтому такой способ носит также название **двоичного интегрирования**, так как в расчет принимаются лишь импульсы, амплитуда которых выше порога. Из-за того, что импульсы меньшей амплитуды не учитываются, преселектор дискретного типа дает несколько меньшую эффективность обнаружения по сравнению с аналоговым (уменьшение отношения энергий сигнала и шума составляет около 2 *дб*).

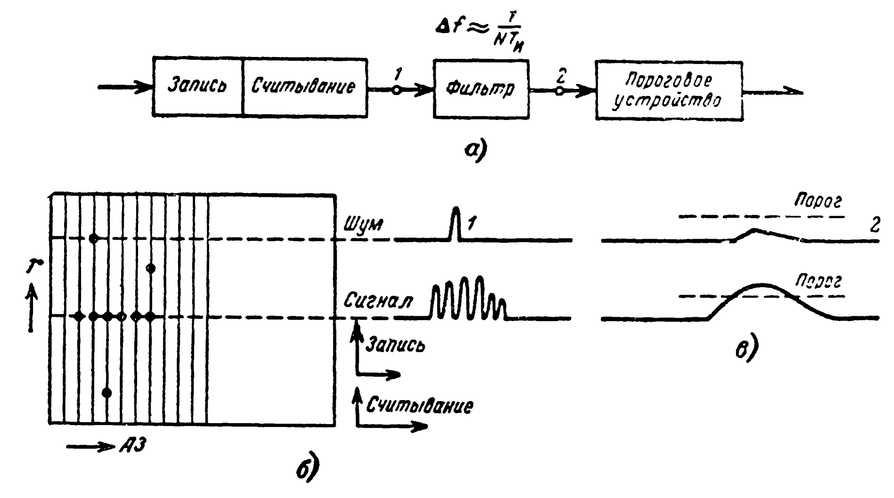


Рис. 25-114. Схема преселектора с использованием потенциалоскопа и интегрирующего фильтра.

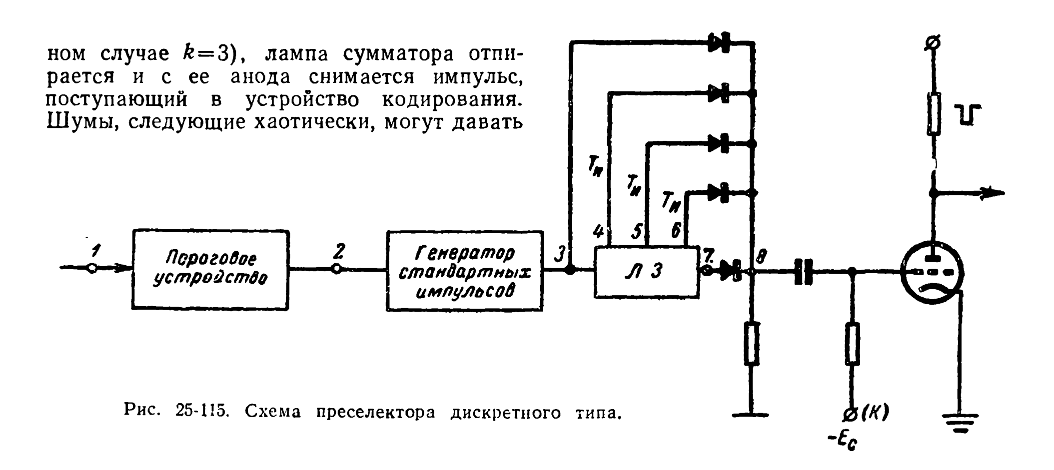


Рис. 25-115. Схема преселектора дискретного типа.

Линии задержки выполняются ультразвуковыми. Их можно заменить магнитным барабаном. Следует заметить, что на выходе преселектора (рис. 25-115) может появляться не один, а несколько импульсов подряд.

Стандартные импульсы на выходе описанного преселектора должны сохранять ин-

формацию о дальности и угловой координате. Дальность может быть измерена по запаздыванию выходного импульса преселектора относительно ближайшего предшествующего импульса синхронизатора. Для фиксации азимута цели из пачки импульсов должен быть выделен импульс, ближайший к ее центру. Однако непосредственно выполнить это трудно, так как импульсы на выходе преселектора одинаковы по амплитуде и, кроме того, любой импульс, в том числе и средний, может не пройти через пороговое устройство. Поэтому для фиксации азимута цели из пачки выделяется первый импульс и импульс, соответствующий первому пропущенному. На рис. 25-118, *а* приведена схема фиксации азимута, а на рис. 25-118, *б* приведены эпюры в характерных точках 1÷4, поясняющие ее работу. Схемы несовпадений открыты только при наличии импульса на одном из их выходов. При таком способе фиксации значение угловой координаты определяется средним из отсчетов по выходным импульсам схемы фиксации (эпюры *3* и *4*, рис. 25-118, *б*)

$$\varphi_{аз} = \frac{\varphi_{аз1} + \varphi_{аз2}}{2}, \qquad (25\text{-}138)$$

где $\varphi_{аз1}$ и $\varphi_{аз2}$ — координаты, соответствующие импульсам на выходах схемы фиксации

Преобразователи. Рассмотрим преобразование дальности и угловой координаты в двоичный код. Так как угловая координата отсчитывается по углу поворота антенны от начального направления φ_0 до направления на цель $\varphi_ц$, то при равномерной скорости вращения антенны $\Omega_а$ этот угол поворота может быть представлен временным интервалом

$$\tau_\varphi = \frac{\varphi_ц - \varphi_0}{\Omega_а}. \qquad (25\text{-}139)$$

Дальность до цели, как известно, соответствует временно́му интервалу

$$\tau_r = \frac{2r}{c}.$$

Поэтому преобразователи дальности и угловых координат могут быть построены по принципу счета импульсов эталонной частоты (эталонных импульсов), интервал между которыми соответствует определенной дальности Δr или углу поворота $\Delta\varphi$. Сосчитанное количество импульсов представляется затем в двоичной системе счисления и передается в ЦВМ.

Преобразователь дальности (рис. 25-119). Генератор эталонных импульсов вырабатывает импульсы, период следования которых выбирается из условий получения заданной точности и разрешающей способности. Генератор синхронизируется импульсами синхронизатора. Эталонные импульсы (эпюра *1*, рис. 25-120) через схему совпадения проходят на счетчик, представляющий цепочку триггеров. Каждый последующий триггер запускается срезом предыдущего импульса. Процессы, происходящие в триггерах под воздействием эталонных импульсов (эпюра *3*, рис. 25—120), показаны на эпюрах *4*—*7*. Процессы переброса

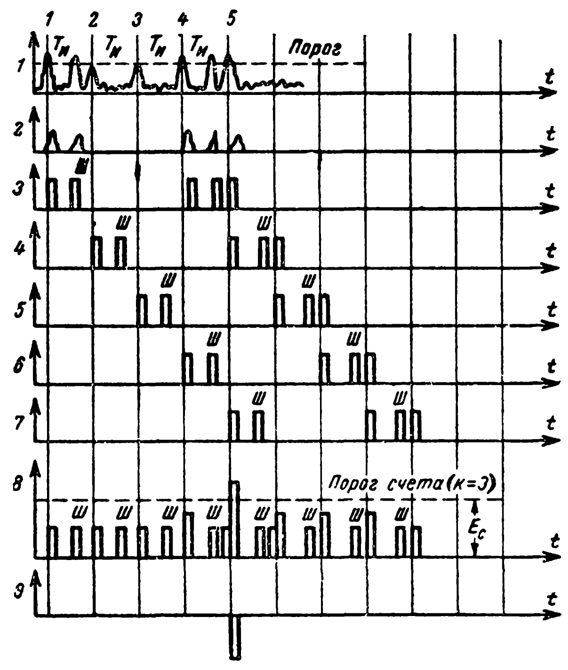


Рис. 25-116. Вид напряжений в характерных точках схемы на рис. 25-115.

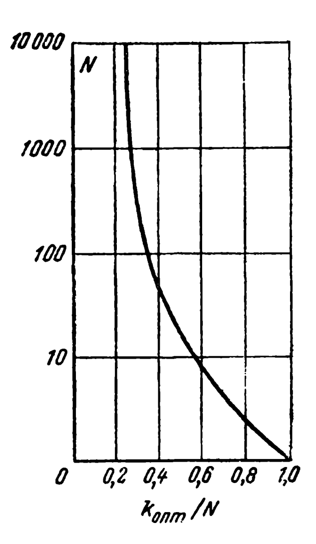


Рис. 25-117. Оптимальное значение порога счета *k*.

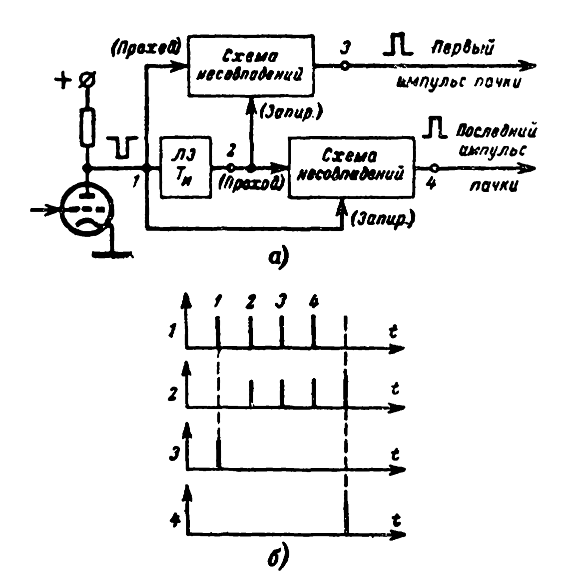


Рис. 25-118. Схема фиксации азимута и вид напряжений в характерных точках ее.

триггеров продолжаются до тех пор, пока схема сброса триггеров не закроет своим импульсом (эпюра *2*) схему совпадений в цепи генератора эталонных импульсов и не приведет в исходное (нулевое) положение все триггеры подачей на них импульса сброса. В любой момент (за исключением моментов переброса) на счетчике записывается в двоичной системе количество прошедших за это время эталонных импульсов. Так, например, в момент t_r счетчик показывает число 1011, соответствующее в десятичной системе 11. (За нуль принимается малое напряжение на аноде триггера, за единицу — большое.) К этому моменту на счетчик прошло, как это видно по эпюре *1*, одиннадцать эталонных импульсов.

Импульсы целей с выхода преселектора подаются на генератор импульсов считывания, представляющий комбинацию триггера и схемы совпадений. Это устройство исключает ошибки считывания, которые возникают, если считывание происходит в переходные моменты. Эталонные импульсы проходят через линию задержки и задерживаются в ней на время переходных процессов в счетчике. Импульс цели запускает триггер. Совпадение задержанных эталонных импульсов и импульса триггера в схеме совпадений может произойти только после окончания переходных процессов в счетчике. Выходной импульс схемы совпадений осуществляет обратный переброс триггера, подготавливая его к приходу следующего импульса цели, и через схемы совпадений подключает триггеры счетчика к ячейке памяти машины. При этом в ней записывается число, представляющее значение дальности в двоичном коде. Если появляется вторая цель, то второй импульс считывания подключает счетчик ко второй ячейке и т. д.

П р е о б р а з о в а т е л ь у г л о в ы х к о о р д и н а т (рис. 25-121). На прозрачный диск, ось которого жестко связана с приводом антенны, наносится в виде чередования прозрачных и непрозрачных участков циклический код Грея. Темные места соответствуют нулю, прозрачные — единице. Как известно (см. разд. 24), этот код позволяет уменьшить ошибку, возникающую при считывании в моменты перехода от од-

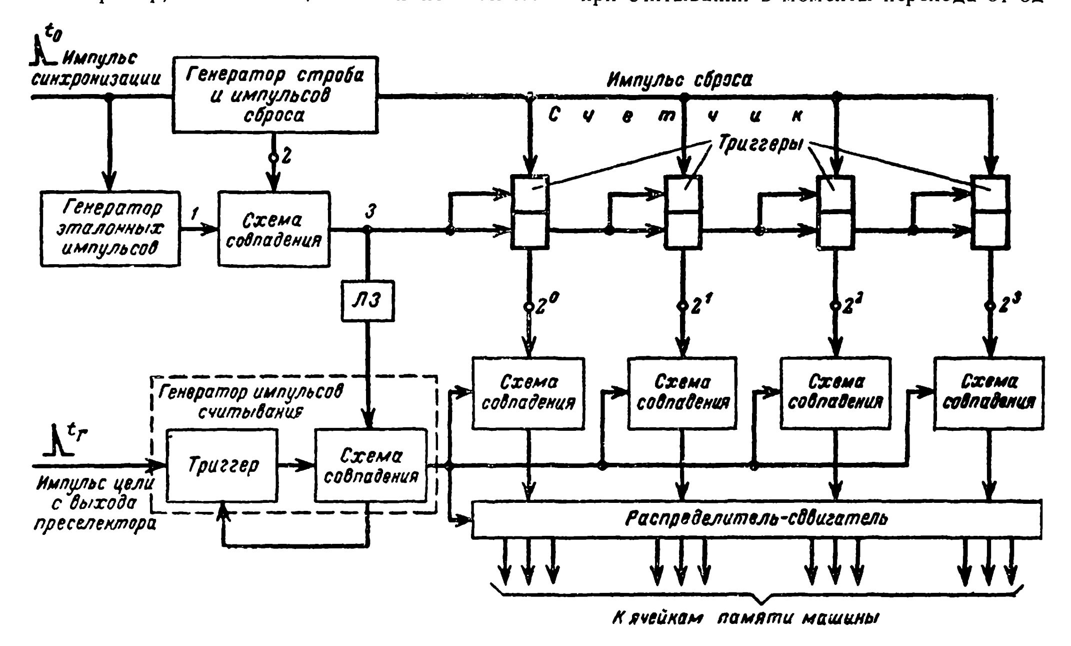


Рис. 25-119. Блок-схема преобразователя дальности.

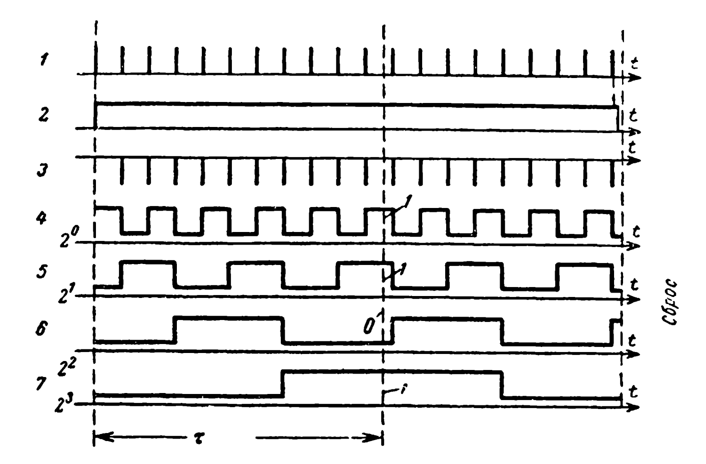


Рис. 25-120. Вид напряжений в характерных точках схемы рис. 25-119 (τ=2ч С).

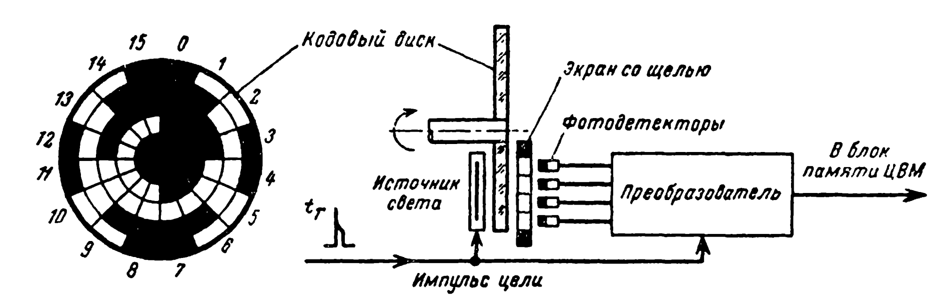


Рис. 25-121. Устройство преобразователя угловых координат.

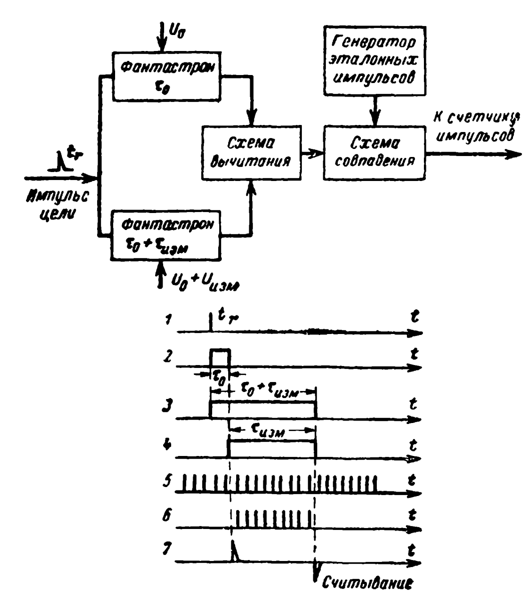


Рис. 25-122. Преобразователь постоянного напряжения.

ного сектора диска к другому. По одну сторону диска располагают щелевой импульсный источник света, по другую — фотодетекторы в количестве, равном числу зарядов счетчика. Считывание кода происходит при подаче на источник света импульса цели из преселектора. Так, при нахождении перед щелью сектора *6* диска в момент прихода импульса цели фотодетекторы выдадут код 0101, что соответствует числу 6 или в двоичном коде 0110. Так как в ЦВМ следует подавать информацию в двоичном коде, то сигналы фотодетекторов преобразуются в двоичный код в специальном преобразователе.

Преобразователь постоянного напряжения (рис. 25-122). В некоторых случаях, когда измерение угловой координаты не связано с вращением антенны, а вычисляется по соотношению интенсивностей сигналов, принятых различными каналами, выходные данные выдаются в виде непрерывного напряжения. Для использования этих данных в ЦВМ их надо перевести в двоичный код. На рис. 25-122 показана схема устройства, выполняющая эту задачу путем преобразования напряжения в пропорциональные временные интер-

валы, которые в свою очередь преобразуются в двоичный код путем счета эталонных импульсов, укладывающихся в интервале.

Импульс цели *1* с выхода преселектора одновременно запускает два фантастрона. Один из них вырабатывает импульс *2* постоянной длительности τ_0, являющийся импульсом минимально возможной длительности для обоих генераторов. Второй генератор под действием измеряемого напряжения $U_{изм}$ вырабатывает импульс *3* длительностью $\tau_0+k_1U_{изм}$. Оба импульса подаются на схему вычитания, выделяющую импульс *4* разностной длительности $\tau_{изм}=k_1U_{изм}$. Этот импульс открывает схему совпадений и пропускает на счетчик эталонные импульсы (*5, 6*), вырабатываемые генератором импульсов. Число эталонных импульсов, прошедших на счетчик, пропорционально измеряемому напряжению:

$$N = F\tau_{изм} = Fk_1U_{изм} = k_2U_{изм}. \qquad (25\text{-}140)$$

Считывание показаний счетчика осуществляется при подаче на схемы совпадений импульса *7*, являющегося результатом дифференцирования среза измеряемого импульса. Для того чтобы измерение могло проводиться при любом знаке входного напряжения, на входе устройства необходимо предусмотреть две цепи: одну для напряжения положительного знака, а вторую — для отрицательного с последующим инвертированием. Знак измеряемого напряжения может быть подан в ЦВМ через схему совпадений, управляемую напряжением инвертора.

Преобразование значения радиальной скорости цели в двоичный код осуществляется путем измерения частоты Допплера за определенный интервал времени. Напряжение частоты Допплера подается на счетчик биений через вентиль совпадений, открываемый на фиксированное время измерения $T_{изм}$. Значение радиальной скорости связано с подсчитанным количеством импульсов N формулой:

$$V_р = \frac{c}{2f_0 T_{изм}} N = \mathrm{const}\, N. \qquad (25\text{-}141)$$

Влияние устройств сопряжения на различимость сигналов, точность и разрешающую способность. В принципе устройство сопряжения может осуществлять накопление сигналов как идеальный интегратор, не имеющий потерь на насыщение и спадание уровня сигнала в промежутках между импульсами. Однако при реализации этих потенциальных возможностей схема преселектора получается весьма сложной. Наиболее часто применяемый метод двоичного (бинарного) интегрирования, дает, как уже указывалось, отношение сигнал/шум на выходе, примерно на 2 *дб* меньше получаемого при непрерывном оптимальном интегрировании. Но даже и в таком простейшем варианте выходное устройство сопряжения РЛС с ЦВМ оказывается значительно сложнее индикатора, и его применение оправдано лишь в тех случаях, когда требуется такая большая скорость обработки информации о целях, которую оператор не может обеспечить.

Разрешающая способность устройства сопряжения определяется: при разрешении по дальности и угловым координатам — *ценой интервала* эталонных импульсов; при разрешении по скорости — *разрешающей способностью счетчика биений*. Потенциальная разрешающая способность по времени будет реализована в тех случаях, когда период эталонных импульсов *не превышает длительности зондирующего сигнала*, а при разрешении по угловым координатам — когда *угол поворота антенны* за период эталонных импульсов *не превышает ширины диаграммы направленности*.

Ошибки измерения, вносимые устройством инструментального съема данных, возникают в основном из-за нестабильности частоты следования эталонных импульсов и из-за дискретности отсчета. Применительно к измерению дальности среднеквадратичная ошибка *из-за дискретности* отсчета равна:

$$\sigma(r)_{дискр} = \frac{\Delta r_{эт}}{2\sqrt{3}} \qquad (25\text{-}142)$$

или

$$\sigma(r)_{дискр} = \frac{cT_{эт}}{4\sqrt{3}} \approx 0{,}15\, cT_{эт}, \qquad (25\text{-}143)$$

так как

$$\Delta r_{эт} = \frac{cT_{эт}}{2}.$$

Ошибка из-за дискретности при отсчете временно́го интервала может быть уменьшена применением нониусных схем счета импульсов (до значений в десяток наносекунд). Ошибка *из-за нестабильности* частоты эталонных импульсов равна:

$$\sigma(r)_{нст} = r\frac{\sigma(F_{эт})}{F_{эт}}, \qquad (25\text{-}144)$$

где $\sigma(F_{эт})/F_{эт}$ — относительное среднеквадратичное отклонение частоты, r — измеряемая дальность. Если частота генератора эталонных импульсов стабилизирована кварцем, то можно принять, что

$$\frac{\sigma(F_{эт})}{F_{эт}} \approx 10^{-4} \div 10^{-5}$$

и тогда

$$\sigma(r)_{нст} = (10^{-4} \div 10^{-5})r. \qquad (25\text{-}145)$$

Аналогично могут быть определены и ошибки в измерении угловых координат.

В заключение следует пояснить, как осуществляется запоминание радиолокационной обстановки за период обзора и ее последующий анализ при сопряжении РЛС с ЦВМ. В отличие от индикаторов с яркостной отметкой, где обстановка в зоне обзора запоминается на экране за счет его послесвечения, в устройствах сопряжения

РЛС с ЦВМ такое запоминание не осуществляется. Эта задача решается в самой машине благодаря вторичной обработке сигналов [Л.4]. Сигналы целей и шумы, прошедшие через преобразователь в течение всего периода обзора, записываются в ячейках памяти ЦВМ.

Суть вторичной обработки заключается в вычислении вероятностного положения цели и области ее возможных отклонений в последующие циклы обзора по данным предыдущего наблюдения, и сравнении результатов вычисления с полученными данными. Эти вычисления ЦВМ ведет как для сигналов цели, так и для шумовых выбросов. Вероятность попадания шумовых выбросов в рассчитанную область в следующем цикле обзора очень мала. Наоборот, сигналы цели, движущиеся относительно закономерно, всегда попадают в рассчитанную для них область. На основании этих различий ЦВМ отсеивает ложные цели, идентифицирует новые сигналы, попадающие в расчетную область, с целями, записанными ранее в памяти. Чем больше память ЦВМ, тем больше сигналов (действительных и ложных) может быть в ней записано и идентифицировано. Следовательно, при ограниченном количестве действительных целей тем больше шумов может быть подано на вход машины и в последующем отсеяно, тем ниже может быть порог обнаружения РЛС и тем больше будет дальность обнаружения при заданной вероятности правильного обнаружения. Однако следует иметь в виду, что это достигается за счет большого усложнения ЦВМ.

Трансляция радиолокационной и радионавигационной информации

Трансляция информации бывает необходима при размещении РЛС и РНС вдали от пунктов сбора информации. Примерами могут служить системы дальнего обнаружения ракет, системы обнаружения и наведения ПВО, системы управления движением самолетов и кораблей в районе аэродромов и портов. В некоторых случаях может быть необходима трансляция изображения земной поверхности с борта самолета-разведчика или воздушной обстановки с борта самолета радиолокационного обзора.

Системы трансляции (рис. 25-123) можно разделить на два типа: 1) с передачей всех сигналов, формирующих изображение на экране индикатора, без их предварительного преобразования; 2) с передачей предварительно преобразованных (проинтегрированных) сигналов целей.

Системы первого типа требуют для своего осуществления широкой полосы частот, равной ширине спектра сигнала $\Delta f_{сп} \approx 1/\tau_с$, где $\tau_с$ — длительность сигналов. Это определяет сложность технической реализации трансляционной линии.

В принципе для передачи информации, переносимой сигналами, требуется значительно меньшая полоса частот. Общее число элементов разложения изображения, которое необходимо передавать, равно числу элементов разрешения, отображаемых на индикаторе. Например, для РЛС кругового обзора это число равно:

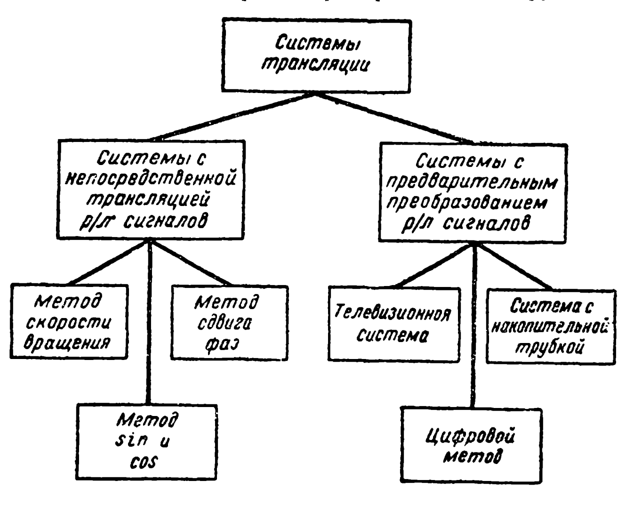


Рис. 25-123. Схема классификации систем трансляции.

$$n = \frac{r_м}{\xi\delta(r)} \frac{360°}{\delta(\varphi_{аз})}. \quad (25\text{-}146)$$

Наивысшая частота сигнала транслируемого изображения, которая может иметь место, равна:

$$f_{макс} = \frac{n}{2T_{обз}}, \quad (25\text{-}147)$$

где $T_{обз}$ — период обзора.

Принимая

$$\delta(r) \approx \delta(r)_{пот} \approx \frac{c\tau_и}{2};$$

$$r_м \approx \frac{cT_и}{2};$$

$$\delta(\varphi_{аз}) \approx \delta(\varphi_{аз})_{пот} = \theta_а$$

и подставляя эти значения в (25-147), с учетом (25-146) получаем:

$$f_{макс} = \frac{T_и}{\tau_и} \frac{360°}{\theta_а} \frac{1}{2T_{обз}}.$$

Учитывая, что

$$\frac{\theta_а}{360°} T_{обз} = T_{обл}$$

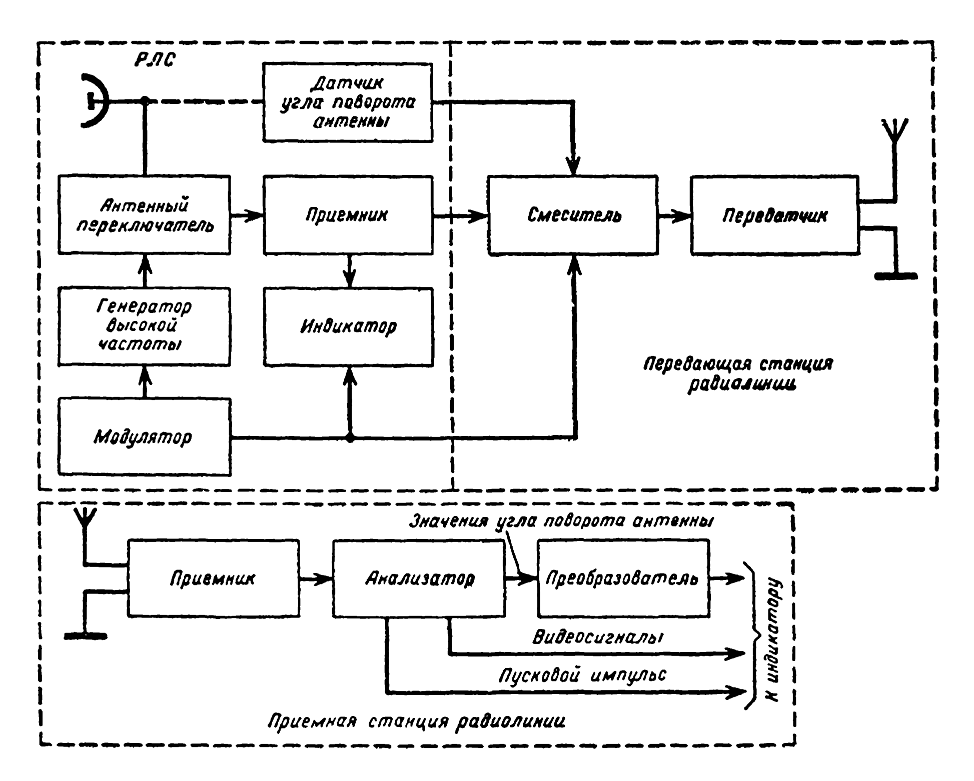


Рис. 25-124. Функциональная схема системы о непосредственной трансляции радиолокационных сигналов.

и

$$\frac{T_и}{T_{обл}} = \frac{1}{N},$$

где $T_{обл}$ — время облучения цели, N — число отраженных импульсов в пачке, получаем окончательно:

$$f_{макс} = \frac{1}{2\tau_и N} = \frac{\Delta f_{сп}}{2N}. \quad (25\text{-}148)$$

Очевидно, что полоса пропускания Δf канала должна быть не менее $f_{макс}$ и

$$\Delta f = \frac{\Delta f_{сп}}{2N}. \quad (25\text{-}149)$$

Таким образом, полоса пропускания канала теоретически может быть сужена в $2N$ раз по сравнению со случаем непосредственной трансляции сигналов длительностью $\tau_с$.

Системы с непосредственной трансляцией радиолокационных сигналов (рис. 25-124). В таких системах транслируются: видеоимпульсы целей; импульсы синхронизации; напряжения, характеризующие угловое положение антенны РЛС; отметки опознавания целей; масштабные метки.

В передающей станции все перечисленные выше напряжения от узлов РЛС поступают в смеситель (устройство сложения сигналов) и модулируют передатчик. На выходе приемника трансляционной линии имеется анализатор, осуществляющий разделение всех принятых сигналов, после чего они по различным цепям направляются к индикатору. Сигналы положения антенны дополнительно проходят преобразование в преобразователе, который выполняется различно в зависимости от метода передачи угла поворота. Известны три метода передачи угла поворота (рис. 25-123): метод скорости вращения, метод сдвига фаз, метод синуса и косинуса.

Метод скорости вращения заключается в том, что с валом вращения антенны связывают генератор низкой (звуковой) частоты, причем значение частоты пропорционально скорости вращения. Эти колебания в смесителе модулируют колебания вспомогательной поднесущей частоты. В анализаторе приемника колебания поднесущей выделяются путем частотной селекции и демодулируются. Полученные колебания низкой частоты, пропорциональные скорости вращения антенны, подаются на синхронный мотор, вращающий отклоняющую катушку ИКО. Начальное фазирование положений катушки и антенны осуществляется трансляцией специальных меток угла. Описанный метод прост, но годен лишь для РЛС кругового обзора с непрерывным и равномерным вращением антенны.

Метод сдвига фаз основан на сравнении фаз двух напряжений, второе напряжение оказывается сдвинутым по фазе: опорного, и такого же напряжения, но прошедшего через фазовращатель, ротор которого механически связан с валом вращения антенны. Эти напряжения передаются в приемник трансляционной линии. Разность фаз напряжений, равная текущему углу поворота антенны, выделяется фазовым детектором в виде пропорционального напряжения и служит для управления разверткой угла. Метод этот не требует передачи специальных фазирующих сигналов и может быть использован как при круговом вращении, так и при секторном качании антенны РЛС.

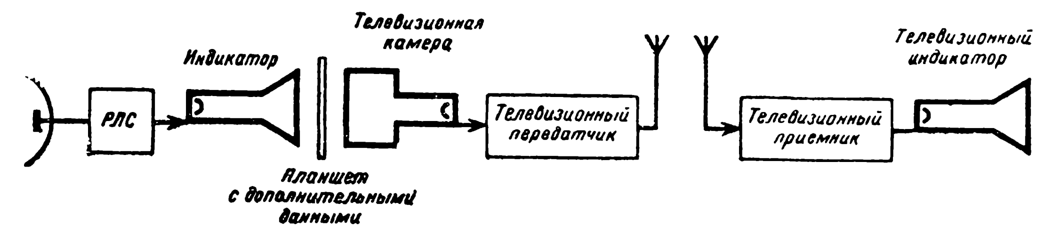


Рис. 25-125. Блок-схема телевизионной системы трансляции.

Метод синуса и косинуса получил наибольшее распространение, так как он пригоден при любом характере углового перемещения антенны, а в случае кругового обзора позволяет непосредственно использовать передаваемые напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота антенны, для создания развертки кругового обзора. (Датчиками таких напряжений в РЛС могут быть и сельсин-трансформаторы и круговые потенциометры с двумя щетками, сдвинутыми на $\pi/2$.) Эти напряжения модулируют высокочастотные колебания, которые передаются в приемник. В анализаторе происходит их демодуляция, и полученные огибающие используются для формирования развертки угла.

Системы с предварительным преобразованием радиолокационных сигналов. При этом методе по трансляционному каналу передаются напряжения, имеющие узкий спектр, что позволяет в некоторых случаях использовать для трансляции обычные телефонные линии.

Наиболее проста телевизионная система с телекамерой, установленной перед экраном РЛС (рис. 25-125). Световые отметки целей на экране индикатора преобразуются в телевизионные электрические сигналы и передаются по каналу связи на телевизионный приемник. При этом методе имеются широкие возможности передачи дополнительной информации, которая может представляться в виде данных, нанесенных на прозрачные пленки или бумагу, которые налагаются на экран индикатора РЛС. Однако этот метод дает плохое качество изображения из-за ухудшений, вносимых дополнительными преобразованиями сигнала в телекамере и в телеприемнике, из-за быстро падающей контрастности изображения на экране индикатора к концу периода обзора РЛС. Полоса занимаемых частот при этом способе шире, чем это определяется выражением (25-149), из-за необходимости иметь период кадра телевизионного изображения значительно меньшим периода обзора.

Лучшие показатели имеет система с накопительной трубкой (графеконом), включаемой непосредственно на выход видеоусилителя РЛС. На мишени графекона записывается потенциальный рельеф, соответствующий радиолокационному изображению на экране индикатора, причем одновременно происходит интегрирование пачек сигналов. Считывание производится телевизионным растром при малой скорости считывающего луча. При этом сигналы приобретают большую длительность и могут быть переданы по узкополосным радиоканалам к телевизионному приемнику. Качество изображения получается значительно лучшим, чем в предыдущем случае, так как исключаются указанные ранее промежуточные преобразования в телекамере, потенциальный рельеф сохраняется достаточно долго и время его существования может быть регулируемо в пределах от нескольких секунд до нескольких минут; изображение получается ярким и контрастным. Полоса занимаемых частот приближается к минимально допустимой (25-149).

При цифровом методе трансляции сигналы РЛС предварительно интегрируются и кодируются двоичным кодом так, как это происходит в выходных устройствах сопряжения РЛС с ЦВМ. Кодированные сигналы поступают в блок памяти ЦВМ, где подвергаются вторичной обработке и затем в кодированном виде передаются по узкополосным каналам связи в приемник трансляционной линии. Там они декодируются с сохранением информации о дальности и об угловых координатах и подаются на индикатор. При обычных условиях работы РЛС кругового обзора и большом количестве целей (более ста) скорость передачи не превышает 1 500 двоичных знаков в секунду, что позволяет использовать для трансляции обычную телефонную линию. Качество изображения получается весьма удовлетворительным, и система считается перспективной, хотя она более сложна по сравнению с описанными.

25-8. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

Основные типы РЛС и принципы их работы

Радиолокационные станции в настоящее время находят широкое применение как в народном хозяйстве, так и в военном деле. РЛС обеспечивают воздушную и морскую навигацию, управление движением в районе аэродромов и портов, позволяют вести метеорологическую разведку грозовых фронтов и очагов турбулентности атмосферы. Радиолокационные станции являются основными датчиками информации в системах слежения за искусственными спутниками Земли и приносят большую пользу при исследовании планет и звезд.

Решение задач противоракетной, противовоздушной и противолодочной обороны, опознавание государственной принадлежности объектов, бомбометание по оптически невидимым целям, управление ракетами, дальняя разведка местности и сил противника — все это было бы немыслимо без участия РЛС различных типов.

Особенности построения, основные показатели и технические параметры РЛС определяются ее назначением. Поэтому в основу классификации РЛС целесообразно положить именно этот признак.

По назначению РЛС могут быть разделены на следующие основные группы: 1) РЛС дальнего обнаружения воздушных и космических целей; 2) РЛС обнаружения целей и наведения на них своих поражающих средств; 3) РЛС управления артиллерийским огнем и ракетами класса «поверхность — воздух», «воздух — воздух»; 4) РЛС навигации разведки наземных и морских целей и бомбометания; 5) РЛС управления движением в районе аэродромов и морских портов и навигационные судовые радиолокаторы; 6) аппаратура активного ответа в системах управления воздушным движением и опознавания государственной и индивидуальной принадлежности объектов; 7) РЛС метеослужбы для обнаружения грозовых фронтов и др.

РЛС дальнего обнаружения воздушных целей предназначены для обнаружения воздушных целей противника на больших расстояниях и представляют собой сложные стационарные наземные установки. Они, как правило, измеряют две координаты — дальность и азимут, имеют круговой обзор веерным лучом, узким в горизонтальной и широким в вертикальной плоскости. В некоторых случаях размещения достаточным бывает обзор в секторе $\sim 180°$.

Основное требование к РЛС этого типа — большая дальность действия, в то время как требования к точности и разрешающей способности невелики. Большая дальность действия достигается за счет применения антенн больших размеров, передатчиков с высокой энергией зондирующих сигналов и высокочувствительных приемников, имеющих на входе усилители высокой частоты с малым коэффициентом шума. В РЛС этого типа используется, как правило, импульсный метод работы.

Информация от РЛС передается на командные пункты ПВО и используется для целеуказания станциям обнаружения и наведения.

Известно, что предельная дальность обнаружения в диапазоне УКВ (при наземном расположении РЛС) ограничивается высотой полета цели § 25-1. Для увеличения дальности обнаружения низколетящих целей позиции стационарных РЛС выбирают как можно ближе к территории противника и поднимают их антенную систему на возможно большую высоту (например, американские «техасские вышки», установленные на мелководье побережья Атлантического океана).

Наряду с наземными станциями применяют РЛС обнаружения, устанавливаемые на специальных самолетах радиолокационного дозора, барражирующих в воздухе. Последняя мера наиболее эффективна с точки зрения повышения дальности обнаружения низколетящих целей, хотя и сопряжена с большими экономическими затратами. РЛС дальнего обнаружения воздушных целей устанавливают также и на кораблях ВМФ. Корабельные РЛС не имеют особых отличий от наземных установок; их специфическая особенность — необходимость стабилизации пространственного положения антенны при качке корабля. Дальность действия РЛС этого типа 400—500 *км* [Л. 6], точность и разрешающая способность по дальности — около 1 *км*, а по азимуту — около 1°. Точность определения этих координат характеризуется примерно такими же цифрами. РЛС работают в сантиметровом и дециметровом диапазонах, передающее устройство имеет импульсную мощность в несколько *Мвт*, приемное устройство обладает высокой чувствительностью.

РЛС дальнего обнаружения баллистических ракет и спутников имеют некоторые особенности построения, связанные с закономерностью траекторий целей. Траектории имеют эллиптический характер, а размеры целей и пространственное положение «трубки» (места взлета) можно приблизительно определить при учете возможных мест и направлений пуска с территории противной стороны. Это позволяет вести обнаружение целей такого рода «барьерными» лучами 1, 2, 3 (рис. 25-126), сканирующими (качающимися) в горизонтальной плоскости в довольно узком секторе. Станции этого типа предназначаются для определения траектории ракеты или спутника. Траектория как пространственная кривая второго порядка характеризуется шестью параметрами (величины главных полуосей эллипса, три угла, определяющие положение нормали к плоскости траектории в пространстве, и текущий угол радиуса-вектора цели относительно отсчетного направления). Их можно

определить через координаты и скорость цели в нескольких точках траектории, используя для этого системы станций.

Закономерность траектории баллистических ракет позволяет знать заранее закон изменения начальной фазы принимаемого сигнала, что дает возможность использо-

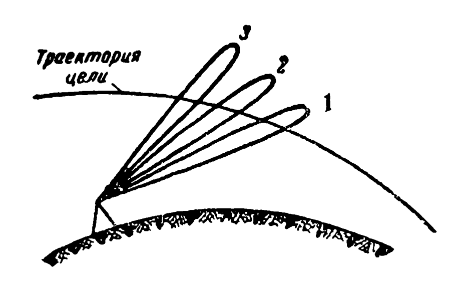


Рис. 25-126. Диаграмма направленности антенны РЛС обнаружения баллистических ракет.

вать когерентный метод работы с длительным накоплением энергии сигналов. Когерентный метод работы в сочетании с выбором основных энергетических параметров обеспечивает большие дальности обнаружения ракет (до 5 000 *км* на высотах 1 300—1 400 *км*) и возможность заблаговременного предупреждения противоракетной обороны (около 15 *мин*) [Л. 2, 3].

Станции этого типа работают в дециметровом диапазоне волн, импульсная мощность их передатчиков достигает 10 *Мвт* при длительности импульса в несколько тысяч микросекунд, чувствительность приемных устройств $\sim 10^{-15}$ *вт*. Антенная система имеет очень большие размеры отражающих зеркал (50×120 *м*) и электронное сканирование луча по азимуту в секторе около 40°.

Как правило, кроме дальности и азимута, эти станции определяют еще и скорость цели. Данные о координатах целей с помощью устройства сопряжения (инструментального съема) вводятся в ЦВМ, где проводится вторичная обработка сигналов с целью дальнейшей фильтрации шумов, определения траектории целей и выработки команд для наведения РЛС автоматического сопровождения ракет [Л. 2, 3].

РЛС обнаружения и наведения служат для обнаружения самолетов (с использованием предварительных данных РЛС системы дальнего обнаружения) и для наведения на цели противника своих самолетов-перехватчиков. Для решения этих задач РЛС обнаружения и наведения должна измерять три текущие координаты цели: дальность, азимут и угол места.

Существуют два метода одновременного измерения трех координат. Первый заключается в применении антенны с V-образной диаграммой направленности (см. стр. 435). Второй метод состоит в применении согласованно работающей системы из двух станций, одна из которых измеряет дальность и азимут и не отличается по принципу работы от РЛС дальнего обнаружения, а вторая измеряет дальность и высоту. Последняя РЛС имеет антенну с диаграммой направленности, узкой в вертикальной плоскости и более широкой — в азимутальной. Луч антенны совершает качания в секторе (рис. 25-127 *а* и *б*), азимутальное положение которого определяется по данным первой станции, обнаруживающей цель ранее. Идентификация целей, обнаруженных обеими станциями, производится по измеренной дальности. В некоторых случаях одной РЛС кругового обзора придается несколько станций-высотомеров, работающих на наиболее ответственных направлениях.

Основными требованиями к РЛС обнаружения и наведения являются з н а ч и т е л ь н а я д а л ь н о с т ь д е й с т в и я и т о ч н о с т ь и з м е р е н и я к о о р д и н а т, достаточная для наведения самолета-перехватчика в такую зону относительно цели, где он сможет обнаружить цель с помощью своей бортовой РЛС. Количественно эти требования могут быть определены лишь при учете данных бортовой РЛС перехватчика. Станции этого типа являются назем-

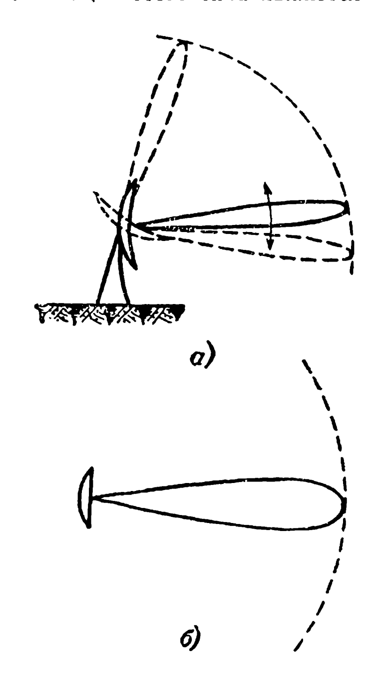


Рис. 25-127. Характер обзора в РЛС измерения дальности и высоты.

а — в вертикальной; *б* — в горизонтальной плоскости.

ными передвижными установками. Их устанавливают также на авианосных кораблях.

Дальность действия станций этого типа несколько меньше, чем у РЛС дальнего обнаружения, а точность и разрешающая способность — несколько выше. Как правило, применяется импульсный метод работы. Длина волны излучаемых колебаний около 10 *см*, мощность в импульсе около 1 *Мвт*

(в каждом канале), длительность импульсов 1—3 *мксек*, чувствительность приемников 10^{-13}—10^{-14} *вт*.

РЛС управления стрелково-пушечным вооружением и ракетами класса «поверхность — воздух» и «воздух — воздух». Основное назначение РЛС этих типов — обнаружение целей по данным предварительного целеуказания и точное измерение всех трех координат с последующей выдачей данных в вычислитель оружия. Эти станции имеют два режима работы: вначале осуществляется обзор пространства в секторе, указанном станцией целеуказания (наведения), обнаруживается и опознается цель, после чего обзор прекращается и начинается сопровождение обнаруженной цели по угловым координатам и дальности.

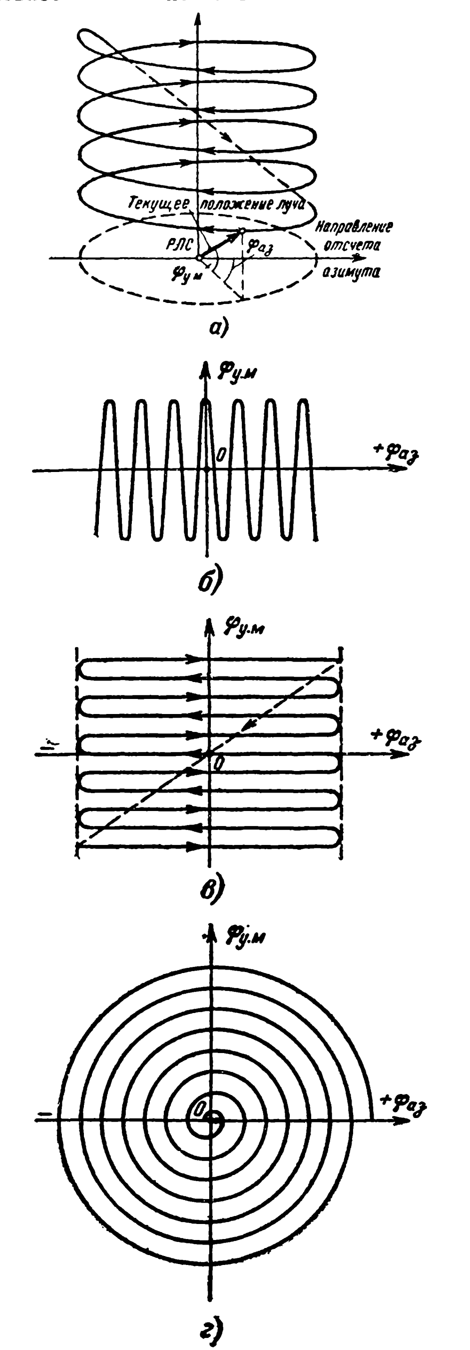


Рис. 25-128. Виды обзоров игольчатым лучом. *а* — винтовой; *б* — зигзагообразный; *в* — построчный; *г* — спиральный.

Станции этого типа имеют узкую диаграмму направленности (луч игольчатой формы), обеспечивающую высокую точность измерения углов в режиме автосопровождения. При обзоре заданного сектора такой луч совершает сложное движение в пространстве. Примеры возможных траекторий, которые описывают «торец» луча на плоскости, перпендикулярной к оси симметрии обзора, проходящей через точку *О*, показаны на рис. 25-128.

При переходе к режиму автосопровождения цели луч останавливается в направлении цели и осуществляется конический обзор пространства. При моноимпульсном методе измерения дополнительных коммутаций в антенной системе не требуется.

Точность измерения координат целей зависит от типа оружия. Наибольшей она должна быть при стрельбе неуправляемыми снарядами, наименьшей — при пуске ракет, имеющих головки самонаведения.

Наземные и корабельные станции этого типа для управления зенитной артиллерией называются *станциями орудийной наводки* (СОН). Самолетные станции, устанавливаемые на самолетах-истребителях, носят название *РЛС перехвата и прицеливания*. Самолетные станции, устанавливаемые на самолетах-бомбардировщиках для защиты от истребителей в задней полусфере, называются *станциями защиты хвоста*, или *кормовыми станциями*. К этой же группе станций относятся *РЛС слежения за искусственными спутниками и баллистическими ракетами*. Естественно, что место установки и специфика решаемых задач отражаются в конструктивных особенностях и в некотором отличии тактических и технических показателей, но функциональная схема, принципы построения этих РЛС являются в основном одними и теми же. В РЛС этого типа применяется импульсный метод работы.

Самолетные станции имеют, как правило, дальность обнаружения в пределах 10—40 *км* и, примерно, вдвое меньшую дальность сопровождения, ошибки сопровождения по дальности около 20—30 *м* и по угловым координатам — около 20 угловых минут [Л. 1, 2, 3, 18].

Наземные СОН имеют значительно лучшие показатели точности: ошибки по дальности достигают 10 *м*, а по угловым координатам — нескольких угловых минут, что объясняется более благоприятными условиями работы и отсутствием жестких конструктивных ограничений для наземной аппаратуры.

Близко к описанному типу станций примыкают станции слежения за баллистическими ракетами и искусственными спутниками Земли. В таких РЛС существует лишь один режим — сопровождение, а начальное целеуказание осуществляется станциями

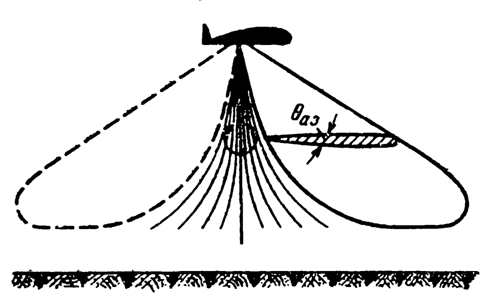


Рис. 25-129. Круговой обзор в панорамных РЛС.

дальнего обнаружения ракет. Станции слежения за ракетами работают в дециметровом диапазоне волн, обладают высокой точностью и большой дальностью захвата и сопровождения цели.

РЛС навигации, разведки наземных и морских целей, бомбометания устанавливают на летательных аппаратах (самолетах, вертолетах); они позволяют получить на индикаторе условное радиолокационное изображение местности, над которой пролетают. По этому изображению экипаж ориентируется в полете, ведет разведку местности, находит нужную цель. РЛС измеряет текущую дальность цели и ее азимут.

Различают два типа таких станций — с круговым и боковым обзором. В РЛС с круговым обзором антенна формирует веерный луч, узкий в горизонтальной плоскости (рис. 25-129).

При круговом вращении антенны энергией облучается площадь под самолетом в виде круга. Вследствие различной интенсивности отражения от разных деталей рельефа поверхности на индикаторе кругового обзора получается черно-белое изображение местности, где наиболее светлые места соответствуют застроенным участкам, а наиболее темные указывают водные поверхности (более подробно принцип формирования изображения описан далее). Качество изображения, являющееся наряду с большой дальностью действия наиболее важным показателем РЛС этого типа, находится в прямой зависимости от разрешающей способности РЛС по дальности и азимуту. Наиболее трудно получить в такой станции хорошее разрешение по азимуту, так как укорочению длины волны препятствует увеличение поглощения энергии радиоволн при распространении, а размеры антенны при необходимости ее кругового вращения не могут быть сделаны больше поперечного сечения фюзеляжа без значительного ухудшения аэродинамических характеристик самолета.

В РЛС с боковым обзором используют две боковые антенны, вытянутые вдоль фюзеляжа, формирующие два луча, неподвижных относительно самолета (рис. 25-130, *а* и *б*). Обзор поверхности осуществляется за счет движения самолета. Вследствие больших допустимых размеров антенн можно получить очень узкие в горизонтальной плоскости лучи, обеспечивающие хорошую угловую разрешающую способность. Кроме того, сигнал, отраженный от цели при боковом обзоре, получается частотно-модулированным, что позволяет сжать длительность выходного сигнала при помощи оптимального фильтра (см. т. 1, разд. 3). Сжатие выходного сигнала соответствует как бы облучению цели более узким лучом. Таким образом, при оптимальной обработке сигналов в РЛС с боковым обзором можно в принципе получить весьма высокую угловую разрешающую способность (теоретически равную $\delta(\varphi)_{пред}=l_а/2r$, где $l_а$ — размер антенны). Поэтому РЛС с боковым обзором имеют значительно лучшие возможности для получения высококачественного изображения местности, чем РЛС с круговым обзором.

Для бомбометания необходимо наблюдать цель впереди по полету, под малыми углами к продольной оси самолета, и, по необходимости, для этих целей приходится использовать РЛС с круговым обзором, мирясь с худшим качеством изображения.

В РЛС панорамного типа применяется импульсный метод работы. Дальность действия панорамных РЛС зависит от характера цели и может достигать нескольких сотен километров. Для получения хорошей разрешающей способности по дальности и азимуту в них применяются импульсы малой длительности и короткая длина волны (3 *см* и менее) [Л. 18].

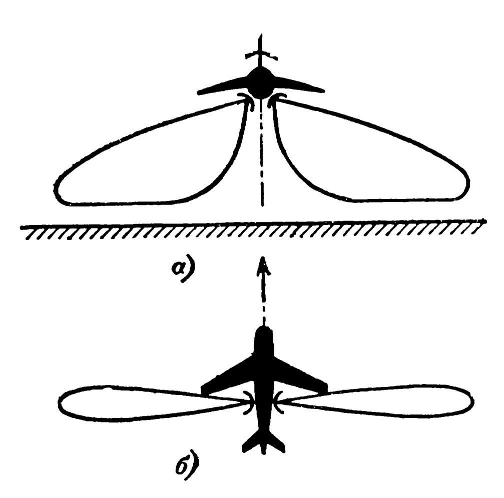


Рис. 25-130. Боковой обзор в панорамных РЛС.

РЛС управления движением в районе аэродромов и морских портов является весьма полезным и необходимым средством диспетчеризации, в особенности в крупных аэро- и морских портах.

Такие станции устанавливают на вышках командно-диспетчерских пунктов; они работают в импульсном режиме, имеют круговой обзор узким в горизонтальной плоскости лучом, прижатым к поверхности, и измеряют две координаты — дальность и азимут. Главное требование к таким станциям — высокая разрешающая способность, позволяющая наблюдать самолеты и суда при их движении и на стоянках. Оно может быть удовлетворено потому, что требования к дальности таких РЛС невелики. Это позволяет использовать короткие волны (около 1 *см*) при сравнительно больших размерах антенны) и высокую частоту посылок импульсов весьма малой длительности (несколько сотых долей микросекунды).

Весьма похожи на описанные РЛС по своим данным судовые радиолокаторы, используемые для сопровождения судов в узких местах и для предупреждения столкновений.

Для управления движением самолетов на дальних подступах к аэродрому используют диспетчерский радиолокатор, не отличающийся от описанной ранее РЛС обнаружения. Как правило, он работает совместно с ответчиками, установленными на самолетах (см. далее), и измеряет только дальность и азимут; высота обнаруженного самолета содержится в коде ответного сигнала благодаря связи передатчика ответчика с высотомером через модулирующее устройство.

РЛС метеорологической службы наибольшее применение находят в гражданской авиации. Самолетные РЛС этого типа позволяют экипажу заблаговременно обнаруживать грозовые фронты и очаги с повышенной турбулентностью атмосферы, характеризующиеся, как правило, большим градиентом интенсивности дождя, града или снега. Такие очаги на экране индикатора РЛС, работающей на короткой волне (около 3 *см*), дают характерные засветки, что позволяет летчику выбрать обходный курс. Эти РЛС имеют секторный обзор в передней полусфере самолета и иногда могут использоваться также для предотвращения столкновения с другими самолетами или наземными препятствиями.

Аппаратура активного ответа служит для опознавания принадлежности своих объектов и для облегчения управления движением самолетов в районе аэродрома.

Комплект аппаратуры состоит из запросчиков и ответчиков.

Запросчиком может служить сама РЛС или специальная маломощная станция. Как правило, запросные сигналы кодируются для повышения помехоустойчивости системы и для выделения группы ответчиков, которым предназначается запрос.

Ответчик представляет маломощный приемопередатчик, который автоматически отвечает кодированным сигналом на сигналы запросчиков. Код ответа указывает на государственную принадлежность, или на какие-либо индивидуальные признаки в системах опознавания, или несет сведения о высоте полета в системах управления движением. Ответчики опознавания устанавливают на всех своих самолетах, вертолетах, кораблях и других объектах радиолокационного наблюдения. Запросчики устанавливают рядом с РЛС, обнаруживающей цели. Таким образом, радиолинии опознавания весьма многочисленны и разветвлены: земля — самолет, земля — корабль, земля — спутник, самолет — самолет, самолет — корабль, корабль — самолет и т. д. Запросчики должны иметь по возможности такие же диаграммы направленности, как у РЛС, которые они обслуживают, а ответчики — антенны с круговой направленностью, что вытекает из самого принципа работы системы.

Наиболее важными показателями систем с активным ответом, используемых для государственного опознавания, являются устойчивость против имитации запросных и в особенности ответных сигналов противником, большая общая помехозащищенность и пропускная способность. В значительной мере эти показатели определяются выбором рационального метода кодирования.

Далее в качестве примеров рассматриваются более подробно данные некоторых видов РЛС.

Наземная РЛС обнаружения и наведения с V-лучом [Л. 18]

Упрощенная функциональная схема РЛС (рис. 25-131). Особенность РЛС этого типа является наличие двух каналов — вертикального и наклонного. Синхронизатор вырабатывает импульсы запуска и масштабные метки дальности. Так как максимальная дальность действия РЛС составляет несколько сотен километров, то частота следования запускающих импульсов должна быть не выше 300—400 *гц*.

Требование стабильности масштабных меток заставляет выполнять синхронизатор в виде задающего генератора, стабилизированного кварцем, и делителей частоты, на выходе которых получаются масштабные метки разной цены, а на выходе последнего делителя — импульсы запуска. Импульсы запуска подаются для управления работой модулятора, общего для обоих каналов, и на запуск разверток дальности в индикаторах.

Модулятор преобразует импульсы запуска по длительности и обеспечивает нужную мощность для управления ГВЧ. Так как требования к разрешающей способности по дальности в данном случае невелики, то длительность импульсов выбирается относи-

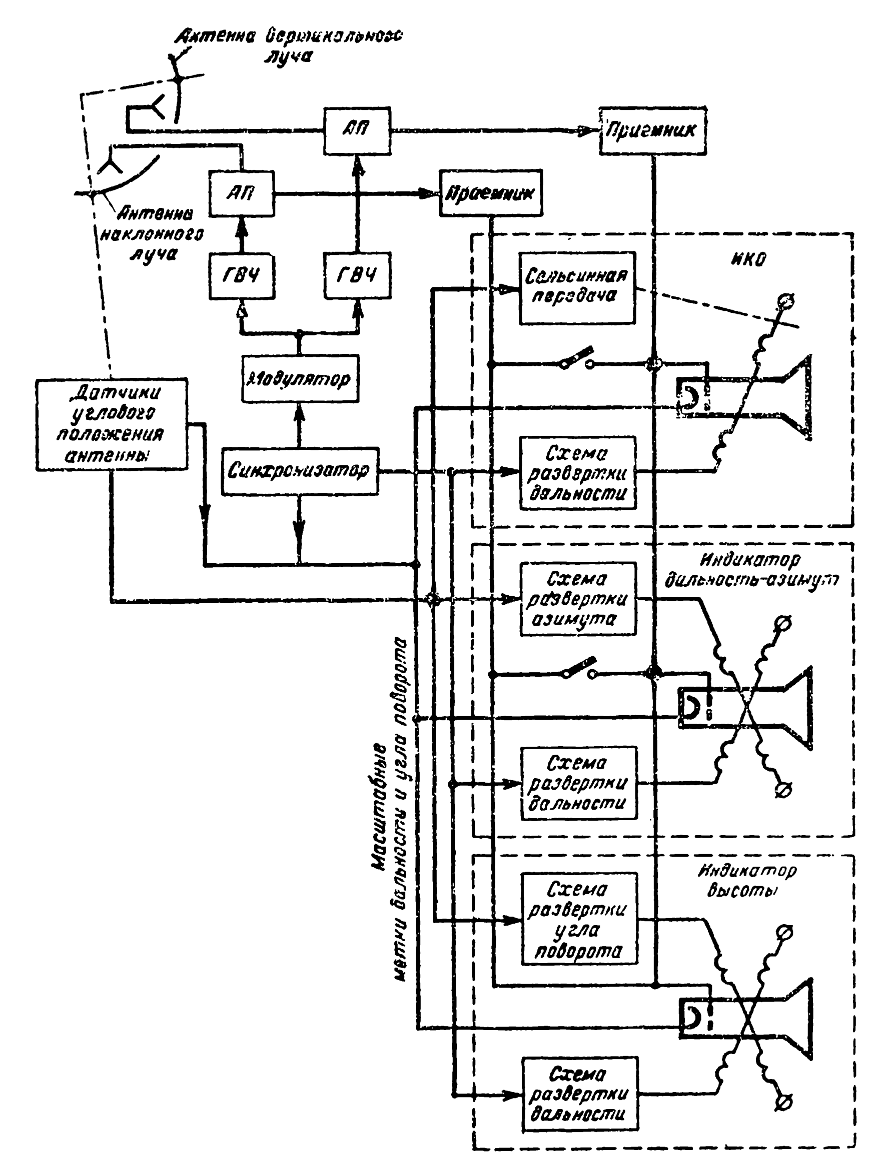


Рис. 25-131. Функциональная схема РЛС обнаружения и наведения с V-лучом.

тельно большой (несколько *мксек*), что обеспечивает большую энергию в зондирующем импульсе.

Импульсы модулятора одновременно подаются на ГВЧ обоих каналов. В качестве ГВЧ используют чаще всего магнетроны большой импульсной мощности (от одного до нескольких мегаватт), работающие в сантиметровом или дециметровом диапазоне.

Энергия от магнетронов через антенные переключатели (АП) подводится к облучателям вертикального и наклонного зеркал антенны. Вид такой антенны, формирующей диаграмму в виде V-луча, показан на рис. 25-132. Зеркала укреплены на вращающейся кабине и имеют размеры около 10 *м* длиной и несколько метров высотой. Для уменьшения ветровой нагрузки их отражающая поверхность выполняется в виде мелкой сетки или перфорированных листов. Антенна формирует лучи, имеющие ширину в азимутальной плоскости около 1°, а в другой плоскости их ширина определяется предельной высотой и минимальной дальностью обнаружения целей и составляет 25—40°, причем форма должна следовать закону $\operatorname{cosec}^2 \varphi_{у.м}$. Период обзора в таких РЛС лежит обычно в пределах 5—20 *сек*; в среднем на точечную цель за время об-

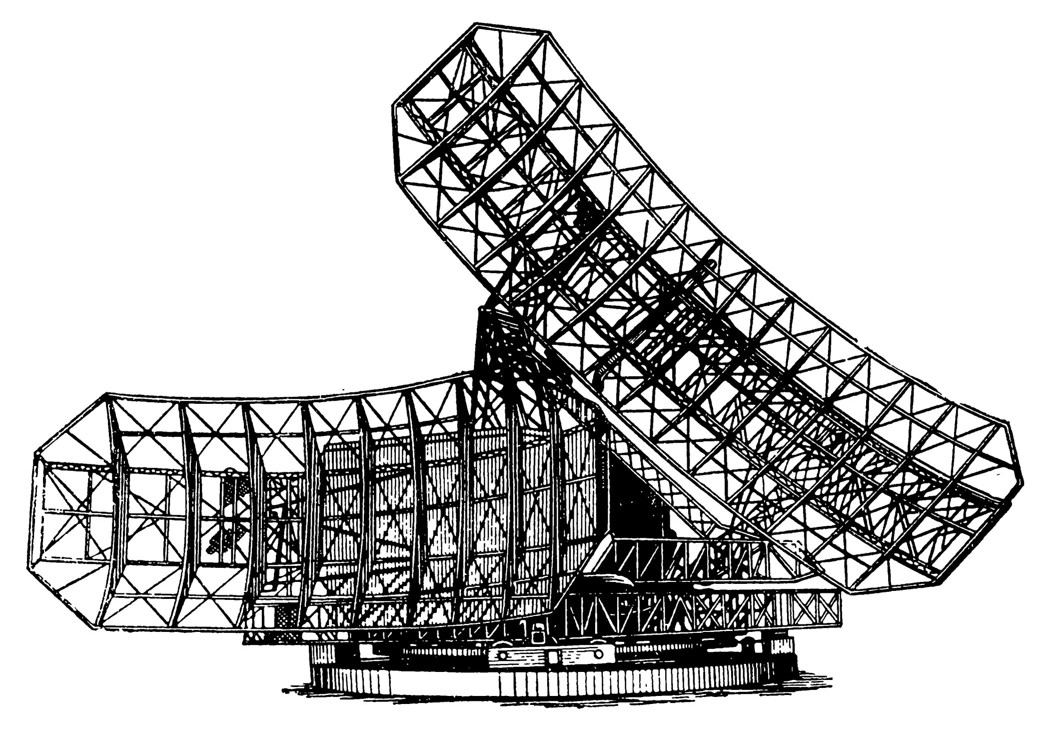


Рис. 25-132. Антенна, формирующая диаграмму направленности в виде V-луча.

лучения попадает 10—15 импульсов. Отраженные сигналы, принятые антеннами, через *АП* подводятся к отдельным приемникам вертикального и наклонного каналов. Приемники супергетеродинного типа; для повышения чувствительности могут использоваться УВЧ на лампах бегущей волны. В приемниках предусматривают схемы борьбы с умышленными помехами — быстродействующие автоматические регулировки усиления, цепи с малой постоянной времени, устройства селекции движущихся целей.

С выхода приемников сигналы подводятся к индикаторам. В качестве индикаторов применяются ИКО, индикатор дальность — азимут в прямоугольных координатах и индикатор высоты. Сигналы вертикального канала подводятся ко всем индикаторам без какой-либо промежуточной коммутации, а сигналы наклонного канала — только к индикатору высоты, а к другим индикаторам — по желанию оператора.

Радиальное вращение развертки на ИКО, развертка азимута на индикаторе дальность — азимут и развертка угла поворота на индикаторе высоты создаются за счет сельсинной связи с датчиками углового положения антенны. Назначение и принцип работы первых двух индикаторов были описаны ранее.

Индикатор высоты по устройству может быть выполнен подобно индикатору дальность — азимут с той лишь разницей, что начало азимутальной развертки путем регулировки оператором совмещается с моментом облучения цели вертикальным лучом (рис. 25-133). Отметка цели *2* по наклонному каналу появляется на той же

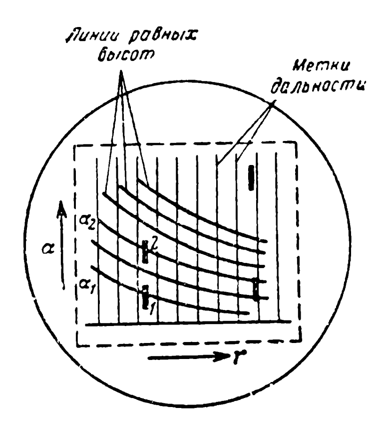


Рис. 25-133. Вид экрана индикатора высоты.

дальности, что и отметка *1* вертикального канала, но при угле поворота антенны α, определяемом соотношением (25-14).

Для отсчета высоты на защитном стекле экрана индикатора гравируется номограмма в соответствии с формулой (25-114). Положение отметки наклонного канала при расположении отметки вертикального на

линии нулевой высоты позволяет непосредственно по номограмме отсчитать высоту цели.

Все индикаторные устройства размещают в одной кабине, каждое обслуживается отдельным оператором, причем начальные данные о целях снимаются с ИКО и уточняются на двух других индикаторах. Тренированные операторы при такой системе индикации могут осуществлять одновременное наведение истребителей на несколько целей.

Самолетная панорамная РЛС с круговым обзором

Рассмотрим принцип формирования радиолокационного изображения на экране индикатора РЛС с круговым обзором. Антенна создает диаграмму направленности, описываемую функцией $\operatorname{cosec}^2 \gamma$ (рис. 25-134). При такой форме диаграммы интенсивность сигналов, отраженных от одинаковых, но разноудаленных отражателей, на входе приемника будет одной и той же,

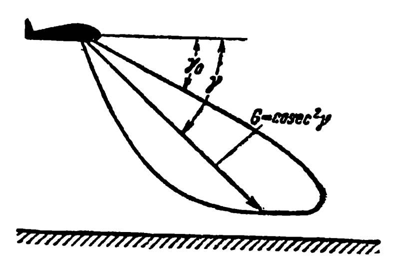


Рис. 25-134. Диаграмма направленности панорамной РЛС с круговым обзором.

что обеспечивает пропорциональность яркости изображаемых участков их отражающим свойствам. Поверхность земли, покрытая растительностью, отражает равноинтенсивно, независимо от угла падения γ. При длине волны РЛС $\lambda=3$ *см* эффективная отражающая площадь одного метра такой поверхности σ составляет 0,01—0,005 $м^2$. На экране такие поверхности будут выглядеть в виде слабосветящихся участков. Спокойные водные поверхности отражают радиоволны зеркально, поэтому при $\gamma \neq \pi/2$ сигналы от водной поверхности в приемник не возвращаются, и этим участкам на экране будут соответствовать темные места. Застроенные участки дают очень сильное и неравномерное отражение. Крыши домов и их стены с асфальтом улиц часто образуют конфигурации, сходные с искусственными уголковыми отражателями, благодаря чему отраженные сигналы приходят в основном в направлении РЛС и все искусственные сооружения дают на экране ярко засвеченные участки. На рис. 25-135, *б* показано выходное напряжение приемника импульсной РЛС, соответствующее рельефу, показанному на рис. 25-135, *а*. Его характер отображает вид рельефа. Это напряжение подается на электрод трубки индикатора, управляющий яркостью свечения экрана. В индикаторе используется радиально-круговая развертка луча, благодаря чему на экране создается условное изображение местности (рис. 25-135, *в*).

Функциональная схема панорамной РЛС импульсного типа (рис. 25-136). Такие РЛС используют при бомбометании и навигации. Панорамные РЛС обычно имеют три режима работы: режим поиска (навигации), режим прицеливания и режим работы с наземными или корабельными маяками-ответчиками. В режиме поиска от РЛС требуется большая дальность действия, в режиме прицеливания требования к дальности снижаются, но необходимы высокие точность и разрешающая способность. Режим «маяк» характерен очень большой дальностью обнаружения активных ответов. Для того чтобы удовлетворить этим требованиям при однозначном измерении дальности и одной и той же средней мощности источников питания, необходимо, чтобы выполнялось условие $F_и \tau_и = \text{const}$, где $F_и$ — частота посылок, $\tau_и$ — длительность импульсов. Это требование определяет особенности построения РЛС и, в первую очередь, синхронизатора.

Синхронизатор, кроме импульсов запуска, должен вырабатывать масштабные импульсы, служащие для создания высокостабильной шкалы дальности и использующиеся также для калибровки системы связи по дальности с оптическим прицелом и схемы электронного визира.

Для обеспечения требуемой стабильности частоты следования масштабных импульсов в качестве задающего генератора используется генератор с самовозбуждением и кварцевой стабилизацией. Он вырабатывает колебания синусоидальной формы, стабильность частоты которых имеет порядок 10^{-5}. Частота колебаний кварцевого генератора делится цепочкой делителей частоты. Коэффициенты отдельных делителей выбирают из условия получения масштабных импульсов с удобными для отсчетов значениями цены деления шкалы и запускающих импульсов с нужной частотой посылок. В качестве делителей используют обычно блокинг-генераторы, работающие в режиме деления. На выходе последнего делителя получаются импульсы, следующие с частотой посылок зондирующих импульсов и служащие для запуска передатчика и схем задержки импульсов запуска развертки.

Так как РЛС может иметь три различные частоты посылок, соответствующих трем основным режимам работы, то последний делитель должен иметь три значения коэффициента деления.

Передатчик. Управляющие импульсы, поступающие в передатчик для его запуска, предварительно задерживаются на строго фиксированное время. Схема формирования запускающих импульсов обычно

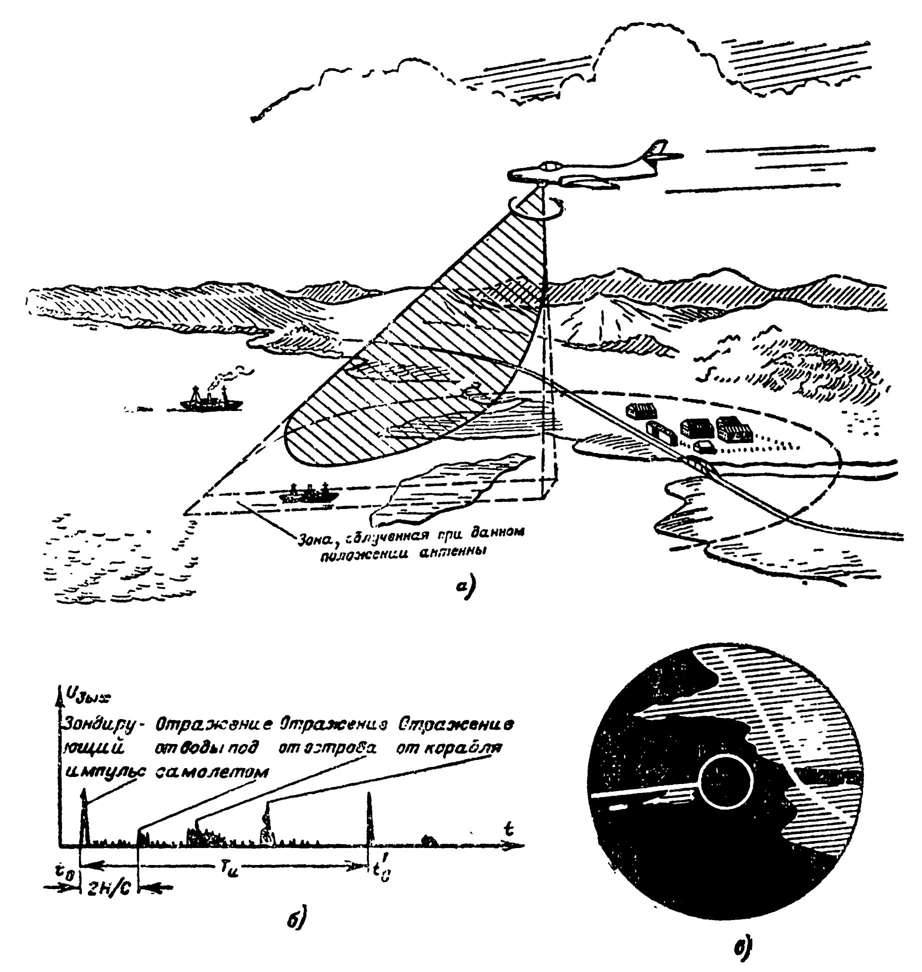


Рис. 25-135. Формирование панорамного изображения местности.

состоит из ждущего мультивибратора и каскада совпадения. Мультивибратор запускается управляющими импульсами и вырабатывает импульсы длительностью, несколько превышающей требуемую задержку. Эти импульсы подаются на один из входов каскада совпадений. На второй вход подаются опорные импульсы одного из делителей. Импульс на выходе каскада совпадений возникает в строго фиксированные моменты, соответствующие приходу второго опорного импульса. Таким образом, импульсы запуска передатчика получают строго фиксированную задержку, необходимую для того, чтобы была возможность запуска развертки в индикаторе как раньше, так и позже импульса передатчика.

Схема развертки дальности может запускаться как с выхода схемы ступенчатой задержки, так и с выхода плавной задержки. Ступенчатая задержка развертки служит для двухшкального измерения дальности и применяется при работе с маяками и при необходимости рассмотреть удаленные цели в крупном масштабе.

Схема ступенчатой задержки развертки задерживает управляющие импульсы ступенями, на строго фиксированные интервалы. Максимальная величина задержки выбирается такой, чтобы обеспечивалось измерение дальности порядка 600—700 *км* на шкале с наиболее мелким масштабом.

Схема плавной задержки развертки используется в основном в режиме прицеливания, но может применяться и в режиме поиска и навигации при наблюдении близких целей.

Схема формирования измерительного импульса («электронного визира») осуществляет плавную задержку импульсов в пределах, нужных для отсчета дальности. Импульсы с выхода этой схемы подаются через видеоусилитель на управляющий электрод трубки, образуют на экране светящееся кольцо, радиус которого

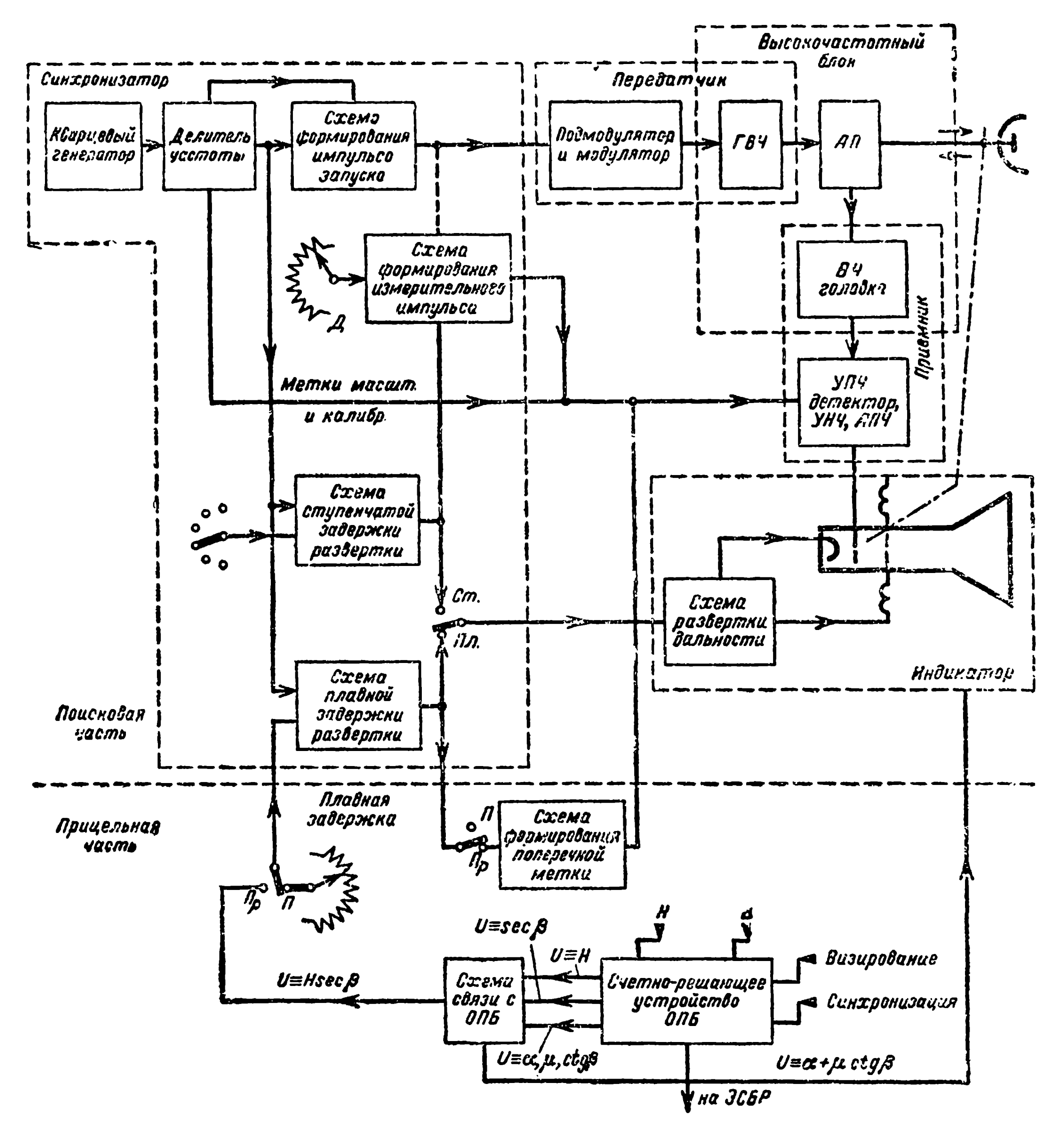


Рис. 25-136. Функциональная схема панорамной РЛС кругового обзора.

Пр — прицеливание; *П* — поиск; α — угол сноса; β — угол визирования цели; μ — угол наклона плоскости визирования; Δ — отставание бомбы.

можно менять при помощи потенциометра «дальность», имеющего шкалу, проградуированную в километрах. Запуск схемы может осуществляться как импульсами запуска передатчика, так и импульсами с выхода схемы ступенчатой задержки. Последнее — более удобно.

На вход передатчика от синхронизатора подаются импульсы запуска, имеющие малую амплитуду и одинаковую для всех режимов длительность. Импульсы преобразуются по длительности в соответствии с режимом работы и усиливаются по мощности. Преобразование импульсов по длительности осуществляется в подмодуляторе. Подмодулятор обычно представляет собой блокинг-генератор, имеющий переменные параметры сеточной цепи, изменяемые с переключением режима, что и приводит к изменению длительности импульсов при различных режимах работы. Эти импульсы используются для управления цепью сетки мощной модуляторной лампы, в анодную цепь которой включен генератор.

В качестве ГВЧ в импульсных РЛС используют магнетроны, так как только приборы этого типа дают возможность получить необходимые большие мощности (по-

рядка сотни и более киловатт в импульсе) на длине волны в несколько сантиметров.

В качестве антенных устройств наибольшее применение находят мало выступающие за габариты фюзеляжа антенны сегментно-параболического типа.

Приемник. В радиолокационных бомбоприцелах используют приемники супергетеродинного типа, имеющие высокую чувствительность (10^{-12}—10^{-13} *вт*). В диапазоне волн, используемом в РЛС, УВЧ на обычных электронных лампах работают неэффективно, так как имеют весьма малый коэффициент усиления и высокий уровень шумов. Поэтому усиление по высокой частоте не производится и входным каскадом приемника является смеситель. Он выполнен на кристалле, имеющем меньший уровень шумов, нежели обычная лампа.

Напряжение промежуточной частоты, образующееся при смешении принятых отраженных сигналов и напряжения гетеродина, от смесителя подается на одно- или двухкаскадный предварительный усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ), располагающийся в непосредственной близости от детекторной камеры. В ПУПЧ сигналы усиливаются до уровня, достаточного для их передачи по относительно длинному кабелю, соединяющему ПУПЧ с главным УПЧ, где осуществляется основное усиление сигналов. Кристаллический смеситель, гетеродин и ПУПЧ конструктивно объединены в узел, называемый высокочастотной головкой приемника.

В свою очередь, высокочастотную голоку приемника, АП и ГВЧ размещают в одном высокочастотном блоке. Высокочастотный блок располагается вблизи антенны, с которой он соединяется коротким (во избежание лишних потерь) волноводом.

Усиленный в УПЧ сигнал детектируется вторым детектором и получает дополнительное усиление в видеоусилителе, в который вводятся также масштабные и калибрационные метки и метки, используемые для создания перекрестия в режиме прицеливания. С выхода видеоусилителя сигналы и метки подаются на управляющий электрод трубки индикатора.

Постоянство промежуточной частоты достигается применением АПЧ, регулирующей напряжение на отражателе клистрона. Входными сигналами АПЧ являются сигналы разностной частоты, поступающие от смесителя приемника или от специального смесителя АПЧ в моменты генерации импульсов ГВЧ.

Индикаторное устройство в режиме поиска позволяет наблюдать условное изображение плана местности, осуществлять ориентировку в полете, поиск и опознавание цели. В режиме прицеливания индикаторное устройство является элементом полуавтоматической следящей системы, играющим роль индикатора рассогласования прицельного перекрестия с целью. Для режима поиска наиболее удобен ИКО, а для режима прицеливания — индикатор типа дальность — азимут в прямоугольных координатных с прицельным перекрестием. Поэтому РЛС должна иметь либо два отдельных индикаторных устройства для обоих режимов, либо одно, но с возможностью перехода с одного типа отметки на другой.

Панорамная РЛС измеряет наклонную дальность до целей, и на экране индикатора, если не принять специальных мер, будет наблюдаться искаженное изображение плана местности, над которой пролетает самолет. Для устранения искажений применяют развертку гиперболической формы, задержанную на время $t_н = 2H/c$, для чего используется схема плавной задержки развертки. Такая развертка обеспечивает отклонение пятна на экране, пропорциональное не наклонной, а горизонтальной дальности.

Прицельная часть содержит счетно-решающее устройство, служащее для решения задач прицеливания по направлению и прицеливания по дальности, и системы ввода в это устройство нужного курсового угла цели и путевой скорости. Для радиолокационного и оптического прицелов используют одно и то же счетно-решающее устройство — обычно более точное механическое счетно-решающее устройство оптического прицела.

РЛС противоракетной обороны [Л. 2, 3]

В качестве примера приводятся некоторые данные РЛС американской ПРО. Система ПРО носит название BMEWS и включает РЛС двух типов: РЛС обнаружения межконтинентальных баллистических ракет типа AN/FPS-50 и РЛС автоматического сопровождения типа AN/FPS-49. Станции системы BMEWS установлены в пунктах Файлингдейлс Мур (Англия), Туле (Гренландия) и Клир (Аляска).

Станция обнаружения AN/FPS-50 имеет антенную систему с отражателем в виде параболического тора с раскрывом 120×50 *м* (рис. 25-137) и облучателями органного типа (рис. 25-138). Антенная формирует три узких луча под разными углами места (рис. 25-126). При качании рупора органного облучателя эти лучи одновременно качаются по азимуту, осуществляя обзор в секторе 38°. Ширина лучей в горизонтальной плоскости — 1°, в вертикальной — 2,5—3°. При облучении ракеты измеряются ее угловые координаты и скорость, по которым вычисляется траектория полета, место запуска, место и время падения. Система обнаружения этих РЛС предупреждает о полете ракеты за 15—17 *мин* до ее падения при дальности начального обнаружения в несколько тысяч километров.

Блок-схема РЛС показана на рис. 25-139. Станция работает в дециметровом диапазоне волн; в ней используется когерентно-импульсный метод работы. Передатчик станции построен по схеме с задающим

кварцевым генератором. Непрерывные колебания кварцевого генератора умножаются по частоте в умножителях и усиливаются по мощности в мощном усилителе-клистроне. Импульсная работа осуществляется при помощи модулятора, управляющего усилением клистрона. Модулирующие импульсы имеют частоту следования 30 *гц* и длительность около 2000 *мксек*. Импульсная мощность излучаемых колебаний — 10 *Мвт*, средняя — 600 *квт*.

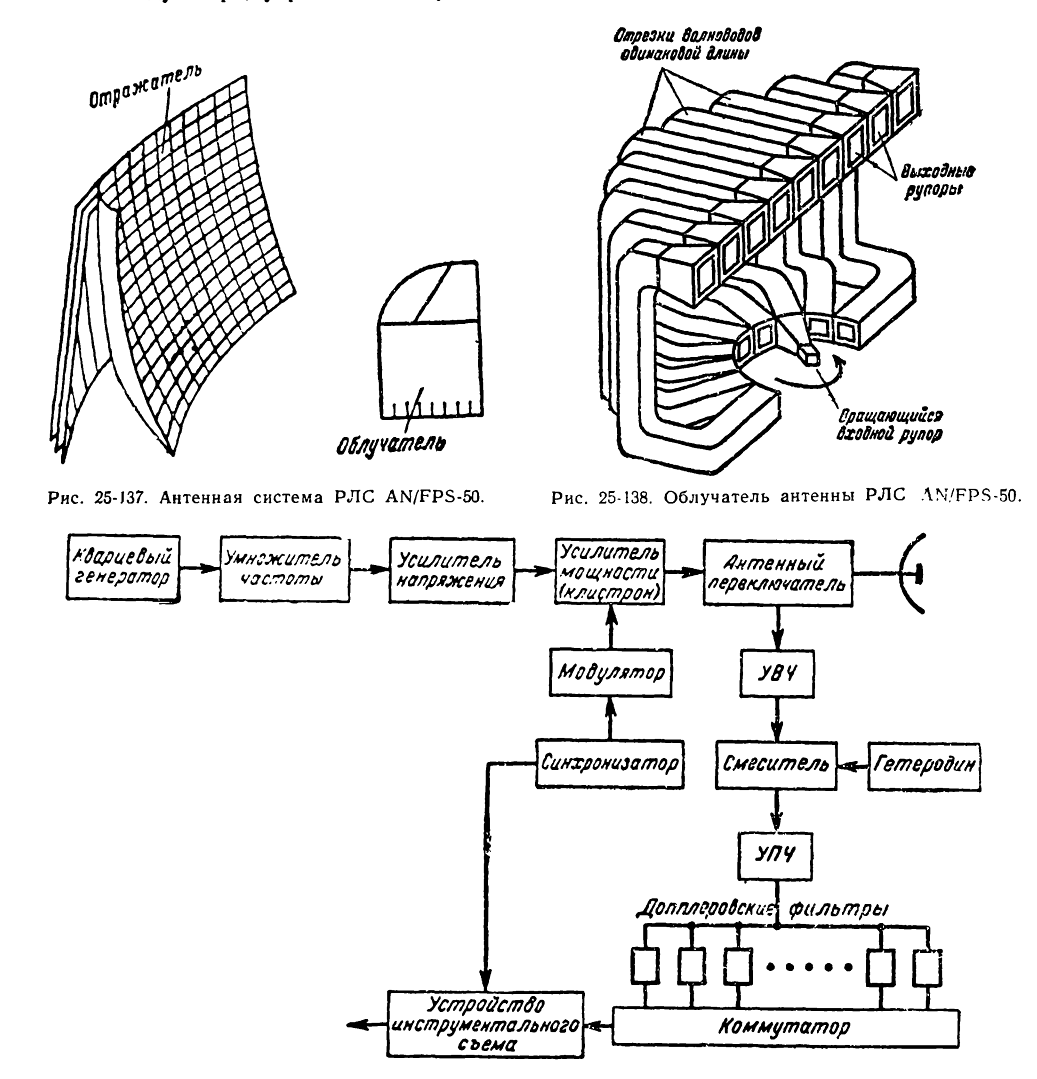


Рис. 25-137. Антенная система РЛС AN/FPS-50.

Рис. 25-138. Облучатель антенны РЛС AN/FPS-50.

Рис. 25-139. Блок-схема РЛС AN/FPS-50.

Отраженные сигналы поступают на вход супергетеродинного приемника с чувствительностью 10^{-15} *вт*. После усиления в УВЧ, преобразования и усиления в УПЧ сигналы целей анализируются в одновременном анализаторе частот Допплера, состоящем из набора узкополосных резонансных фильтров, настроенных на различные частоты сигнала с учетом их возможного допплеровского смещения. Номер фильтра, в котором зафиксирован сигнал, указывает радиальную скорость цели. Выходные сигналы допплеровских фильтров подвергаются дальнейшей обработке в устройстве съема данных, в результате которой выделяется информация о дальности и азимуте цели. После преобразования эта информация поступает в ЦВМ поста BMEWS, где вырабатываются команды для наведения станции сопровождения AN/FPS-49.

Станция сопровождения AN/FPS-49 имеет два режима: режим обзора и режим сопровождения — в секторе 360° по азимуту и 90° — по углу места. При обзоре РЛС обнаруживает цель и автоматически перехо-

дит на сопровождение, вычисляя те же данные, что и РЛС обнаружения, но со значительно большей точностью. Станция работает на двух частотах — 425 и 1320 *Мгц*, имеет моноимпульсный метод пеленгации и излучает частотно-модулированные импульсы, которые в приемнике подвергаются оптимальной фильтрации — сжимаются по длительности (коэффициент сжатия — 50). Метод сжатия позволяет получить большую дальность (около 4800 *км*) при хорошей разрешающей способности по дальности.

Приемник станции имеет чувствительность 10^{-15} *вт*, в качестве УВЧ используется параметрический усилитель.

Высокая точность сопровождения по угловым координатам достигается за счет узких игольчатых лучей шириной 2°, формируемых большой антенной с отражателем в виде параболоида вращения диаметром 25 *м*.

§ 25-9. РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Угломерные системы

Угломерные радионавигационные системы служат для определения направления на источник излучения и делятся на радиопеленгационные и радиомаячные.

Радиопеленгационная система состоит из *источника излучения* радиоволн и *радиопеленгатора*, определяющего направление на этот источник (рис. 25-140). Источниками излучения являются радиопередатчики, установленные на земле или на борту летательных аппаратов и кораблей, а также объекты, обладающие достаточно интенсивным радиотепловым излучением. Если известны координаты источника (источников) радиоизлучения, то радиопеленгатор может применяться для определения своих координат (места установки радиопеленгатора). При известных координатах радиопеленгатора с его помощью определяют коор-

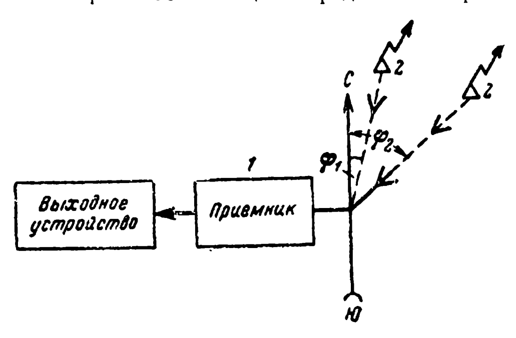


Рис. 25-140. Радиопеленгационная система. *1* — радиопеленгатор; *2* — источник излучения.

динаты источника излучения. В обоих случаях определение местоположения с помощью радиопеленгатора требует измерения двух пеленгов.

Направление на источник излучения (например, радиостанцию) в радиопеленгаторах отсчитывается по часовой стрелке относительно северного направления истинного меридиана, проходящего через точку установки пеленгатора (*истинный пеленг*), или относительно продольной оси самолета или корабля (*бортовой пеленг*).

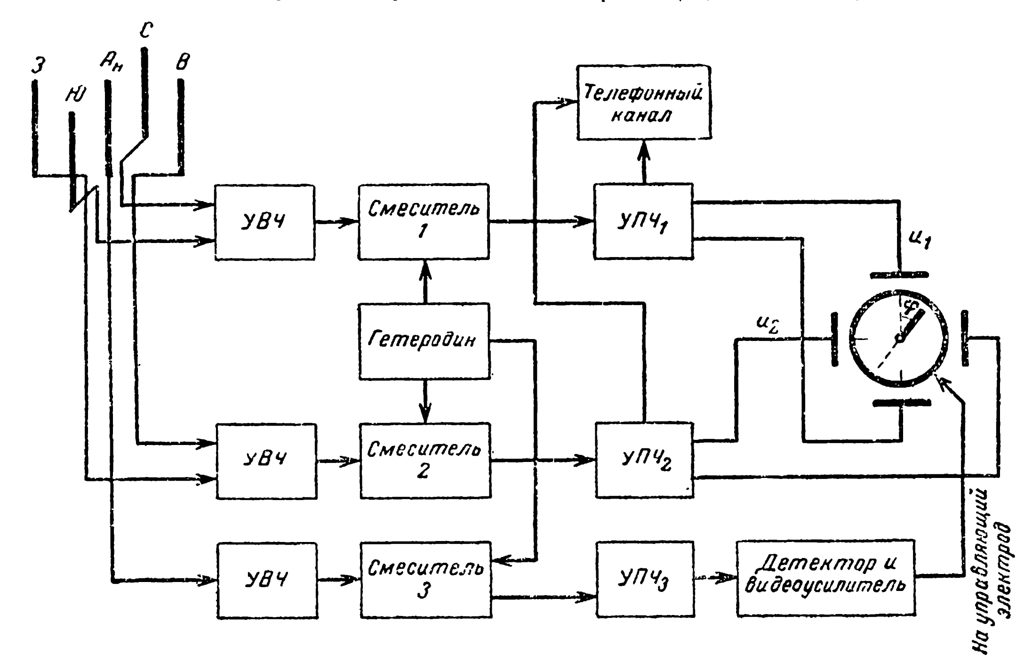


Рис. 25-141. Функциональная схема двухканального пеленгатора.

Для определения направления на источник излучения в радиопеленгаторах применяют методы измерения угловых координат, рассмотренные в § 25-3.

В настоящее время в радионавигации получили распространение главным образом *амплитудные, фазовые и амплитудно-фазовые радиопеленгаторы.*

Двухканальный амплитудный пеленгатор (рис. 25-141). Пеленгаторы такого типа обычно работают в диапазонах коротких и средних волн.

Антенная система представляет собой две пары идентичных вертикальных вибраторов с взаимно перпендикулярными базами. Расстояние между вибраторами (размер базы) d выбирается значительно меньше длины волны λ. Вибраторы располагаются в плоскостях север — юг и запад — восток и включаются противофазно.

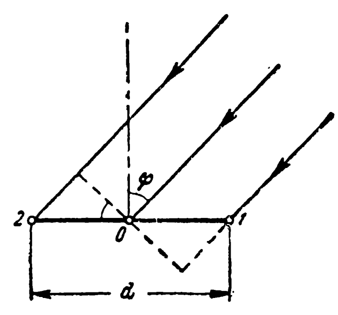


Рис. 25-142. Расположение двух вибраторов (1 и 2) относительно источника излучения.

Известно, что при противофазном соединении двух вибраторов (рис. 25-142) результирующая э. д. с. будет сдвинута по фазе на 90° относительно возбуждающего поля и равна $e_р = e_1 - e_2 = E_а h \sin\psi \sin\omega_0 t$, где h — высота вибраторов; $\psi = \frac{\pi d}{\lambda}\sin\varphi$ — сдвиг фаз относительно точки O; e_1 и e_2 — э. д. с., наводимые в вибраторах; φ — угол прихода радиоволны; $E_а$ — амплитуда напряженности электрического поля.

Уравнение диаграммы направленности такой системы в горизонтальной плоскости при $d \ll \lambda$:

$$F(\varphi) \approx \frac{\pi d}{\lambda}\sin\varphi. \qquad (25\text{-}150)$$

Диаграмма направленности будет иметь вид, показанный на рис. 25-143. Результирующая э. д. с. для этого случая равна:

$$e_р \approx E_а h \frac{\pi d}{\lambda}\sin\varphi \sin\omega_0 t = E_m \sin\varphi \sin\omega_0 t, \qquad (25\text{-}151)$$

где E_m — амплитудное значение напряженности электрического поля вблизи антенной системы.

Таким образом, значение э. д. с. для одной пары вибраторов равно $e_{р1} = E_m \cos\varphi \sin\omega_0 t$, а для другой — $e_{р2} = E_m \sin\varphi \sin\omega_0 t$.

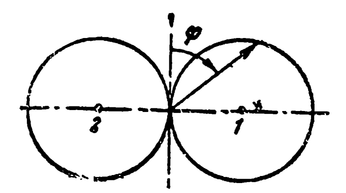


Рис. 25-143. Диаграмма направленности двух вибраторов (1 и 2).

Диаграмма направленности антенной системы представляет собой две взаимно перпендикулярные восьмерки (рис. 25-144).

Сигналы с выхода каждой пары вибраторов поступают на идентичные приемные каналы (см. рис. 25-141), обладающие одинаковым усилением и одинаковым фазовым сдвигом. При этих условиях выходные напряжения каналов на промежуточной частоте $\omega_{пр}$ синфазны и определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= ke_{р\,1,2} = U_0 \cos\varphi \sin\omega_{пр} t; \\ u_2 &= ke_{р\,3,4} = U_0 \sin\varphi \sin\omega_{пр} t, \end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}152)$$

где k — коэффициент усиления каналов; U_0 — максимальная амплитуда выходного напряжения.

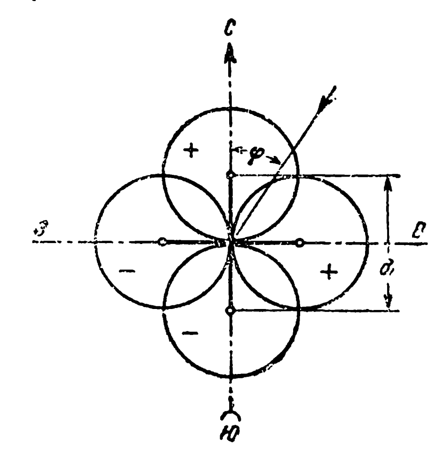


Рис. 25-144. Диаграмма направленности антенной системы из четырех вибраторов.

На электроннолучевой трубке выходного устройства осуществляется сравнение (на промежуточной частоте) этих напряжений. Электронный луч прочерчивает на экране диаметральную линию, отклоненную в зависимости от величины и знаков u_1 и u_2 на тот или иной угол α, связанный с **пеленгом** φ соотношением $\operatorname{tg}\alpha = u_2/u_1 =$

$=\mathrm{tg}\,\varphi$. Этому соотношению удовлетворяют два значения угла: $\alpha=\varphi$ и $\alpha=\varphi+\pi$; возникает неоднозначность отсчета, при которой возможна ошибка определения пеленга на 180°.

Для устранения неоднозначности отсчета используется дополнительная ненаправленная антенна $A_н$ и третий приемный

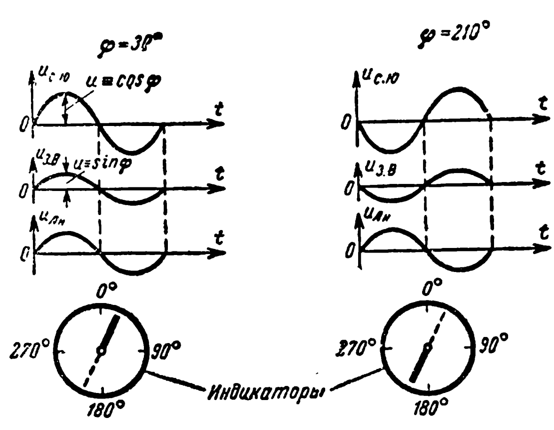


Рис. 25-145. Фазовые соотношения в каналах при устранении неоднозначности пеленга.

канал, выходное напряжение которого (при соответствующем фазировании на промежуточной частоте) в зависимости от стороны прихода радиосигналов находится в фазе или противофазе с выходными напряжениями первых двух каналов. Сигнал с выхода третьего канала подается на управляющий электрод электроннолучевой трубки и во время отрицательного полупериода «гасит» половину линии развертки луча, соответствующую ложному отсчету (рис. 25-145). На рис. 25-145 показаны выходные напряжения основных каналов $u_{с.ю}$ и $u_{з.в}$ и дополнительного третьего канала $u_{А_н}$. При угле прихода радиоволн $\varphi=30°$ напряжение $u_{А_н}$ находится в фазе с напряжениями основных каналов и гасится половина развертки, соответствующая отрицательному значению полупериодов напряжений $u_{с.ю}$ и $u_{з.в}$. При угле $\varphi=210°$ напряжение $u_{А_н}$ находится в противофазе с напряжениями $u_{с.ю}$ и $u_{з.в}$ и гасится половина линии развертки, соответствующая положительным значениям полупериодов напряжений $u_{с.ю}$ и $u_{з.в}$.

Для обеспечения точной работы пеленгатора амплитудные и фазовые характеристики приемных каналов должны быть идентичны. Так, например, при допустимой ошибке пеленгования $\sigma(\varphi)=1°$ коэффициенты усиления каналов должны различаться не более чем на 3—4%, а фазовые сдвиги в каналах не должны превышать $\sim 2°$.

Реальная ошибка определения пеленга $\sigma(\varphi)\approx 2°$.

Одноканальный амплитудно-фазовый радиопеленгатор. При создании двухканальных радиопеленгаторов в диапазоне УКВ возникает ряд технических трудностей, связанных с обеспечением идентичности каналов. Поэтому более широкое распространение получили одноканальные радиопеленгаторы (рис. 25-146).

Антенная система одноканального радиопеленгатора состоит из двух пар разнесенных вибраторов, ориентированных вдоль направлений *С—Ю* и *З—В*, и центрального вибратора. Вибраторы каждой пары имеют противофазное включение. Наводимые в антеннах э. д. с.:

$$e_{р1} = E_m \cos\varphi \sin\omega_0 t;$$
$$e_{р2} = E_m \sin\varphi \sin\omega_0 t;$$
$$e_{А_н} = E_А \cos\omega_0 t.$$

С помощью низкочастотных генераторов и балансных модуляторов осуществляется амплитудная модуляция сигналов, поступающих от каждой пары вибраторов, и подавление несущей частоты. Частота модуляции сигналов различна для каждой пары вибраторов (Ω_1 и Ω_2), что позволяет использовать для дальнейшего усиления сигналов один приемный канал.

Напряжения боковых частот на выходе балансных модуляторов при идентичности их характеристик будут равны:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= ke_{р1} = U_б \cos\varphi \sin\Omega_1 t \sin\omega_0 t; \\ u_2 &= ke_{р2} = U_б \sin\varphi \sin\Omega_2 t \sin\omega_0 t, \end{aligned}\right\} \quad (25\text{-}153)$$

где $U_б$ — максимальная амплитуда напряжения боковых частот на выходе балансных модуляторов.

Напряжение сигналов центральной антенны сдвигается по фазе на 90° и усиливается в УВЧ. На выходе УВЧ имеем:

$$u_{А_н} = k_1 e_{А_н} = U_А \sin\omega_0 t,$$

где k_1 — коэффициент усиления УВЧ; $U_А$ — амплитуда напряжения. Все три сигнала u_1, u_2 и $u_{А_н}$ поступают в один приемный канал. Суммарное напряжение на входе приемника представляет собой высокочастотное колебание с двойной амплитудной модуляцией:

$$u_{вх} = u_1 + u_2 + u_{А_н} = U_А\left(1 + \frac{U_б \cos\varphi}{U_А}\sin\Omega_1 t + \frac{U_б \sin\varphi}{U_А}\sin\Omega_2 t\right)\sin\omega_0 t.$$

После детектирования на выходе приемника получаем напряжение огибающей этих колебаний

$$u_{прм} = U_д \cos\varphi \sin\Omega_1 t + U_д \sin\varphi \sin\Omega_2 t$$

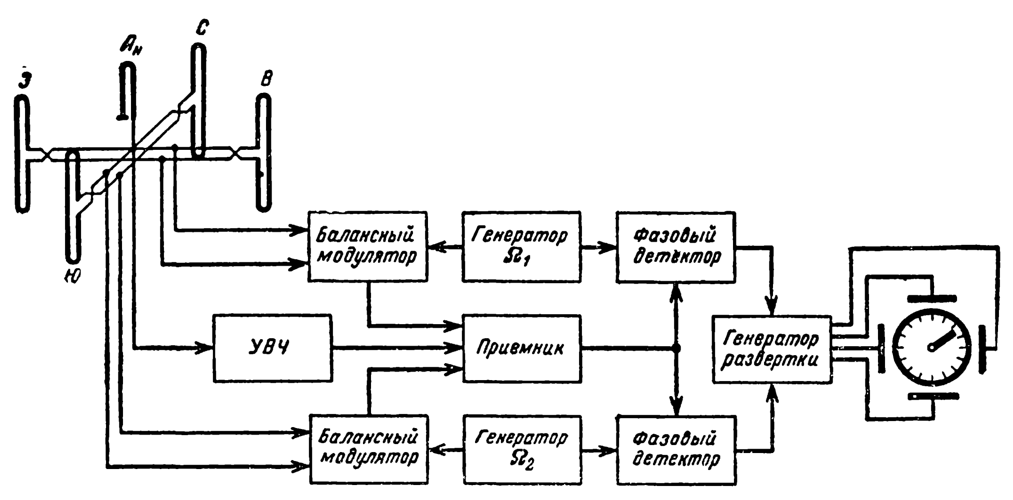


Рис. 25-146. Функциональная схема амплитудно-фазового радиопеленгатора диапазона УКВ.

(где $U_д$ — амплитуда напряжения огибающей на выходе приемника), которое поступает на фазовые детекторы, где сравнивается по фазе с соответствующими опорными напряжениями частоты Ω_1 и Ω_2, поступающими от генераторов низкой частоты. В результате сравнения на выходе фазовых детекторов образуются постоянные напряжений, пропорциональные разности фаз входных сигналов:

$$u_{вых1} = U_{0макс} \cos \varphi$$

и

$$u_{вых2} = U_{0макс} \sin \varphi, \qquad (25\text{-}154)$$

где $U_{макс}$ — максимальная амплитуда постоянного напряжения.

Если эти напряжения подать на отклоняющие пластины электроннолучевой трубки, то электронное пятно переместится из центра экрана по радиусу, который повернут на угол α относительно начал отсчета, где $\operatorname{tg}\alpha = u_{вых2}/u_{вых1} = \operatorname{tg}\varphi$. Таким образом, направление смещения пятна $\alpha = \varphi$.

Для получения на экране индикатора светящейся линии, повернутой на угол α, вместо светящейся точки (пятна) применяется генератор развертки, вырабатывающий два пилообразных напряжения с амплитудами, пропорциональными значениям $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$. Под действием этих напряжений электронное пятно прочерчивает из центра светящуюся линию, указывающую пеленг.

Ошибка определения пеленга для УКВ пеленгаторов $\varphi(\sigma) \approx 3°$, т. е. несколько больше, чем у КВ пеленгаторов, что объясняется большими искажениями диаграмм направленности в реальных условиях. Дальность действия ограничивается дальностью прямой видимости.

Секторные фазовые радиопеленгаторы. В фазовых радиопеленгаторах используется фазовый метод измерения угловой координаты. Неоднозначность измерений, свойственная этому методу при использовании двух разнесенных в пространстве антенн, ограничивает зону действия пеленгатора определенным сектором, размеры которого определяются заданной точностью пеленгации.

Для пеленгования с любого направления применяется система, состоящая из нескольких секторных объединенных устройств, например антенная система, состоящая в диапазоне КВ из отдельных вибраторов, равномерно расположенных по окружности радиусом 50—60 *м*. Так, при использовании 40 вибраторов угловое расстояние между ними составит 9°. Позади вибраторов установлен общий отражатель (экран), что обеспечивает формирование диаграммы направленности каждого вибратора в виде кардиоиды с максимумом, направленным от центра антенной системы (рис. 25-147). Для формирования рабочего сектора пеленгатора в заданном направлении используются две соседние группы вибраторов (по шесть вибраторов в группе). Каждая группа вибраторов эквивалентна многовибраторной синфазной антенне, формирующей узкую диаграмму направленности (рис. 25-147). Сдвиг фаз между сигналами, принимаемыми отдельными вибраторами группы, компенсируется в специальном устройстве (компенсаторе), включающем искусственные линии задержки. Наличие у компенсатора неподвижной части (статора), к ламелям которой подключаются вибраторы, и подвижной части (ротора), связанной с приемником, позволяет поочередно подключать к приемному устройству различные соседние группы вибраторов, что эквивалентно электрическому вращению диаграммы направленности антенной системы радиопеленгатора. Так осуществляется последовательный обзор пространства узким лучом от 0 до 360° по азимуту. При наличии у ротора компенсатора 40 фиксированных положений ошибка установки оси рабочего сектора радиопелен-

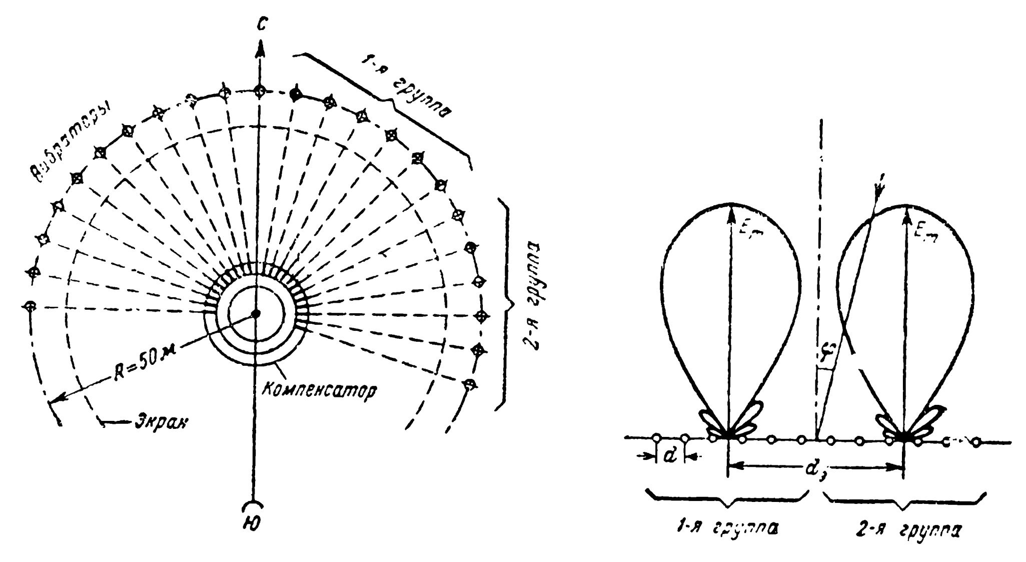


Рис. 25-147. Антенная система секторного радиопеленгатора и диаграммы направленности двух групп вибраторов.

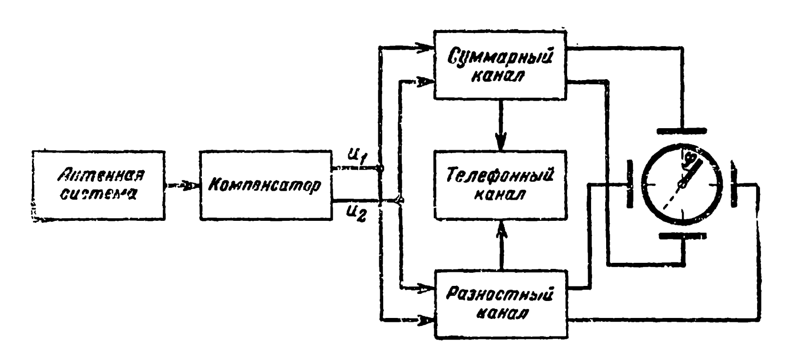


Рис. 25-148. Схема обработки и выходные устройства секторного радиопеленгатора.

гатора в направлении на пеленгуемую радиостанцию не превышает $\pm 4{,}5°$.

Сигналы каждой группы вибраторов, снимаемые с выхода компенсатора, поступают в приемник. В приемнике используется схема суммарно-разностной обработки сигналов (рис. 25-148). На входе приемника имеем два напряжения от двух соседних групп вибраторов:

$$u_1 = U_m \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi d_э}{\lambda} \sin\varphi\right)$$

и

$$u_2 = U_m \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi d_э}{\lambda} \sin\varphi\right),$$

где $d_э$ — расстояние между центрами соседних групп вибраторов (эквивалентная база). На выходе схемы сложения выделяется суммарный сигнал

$$u_с = u_1 + u_2 = 2U_m \cos\left(\frac{\pi d_э}{\lambda_0} \sin\varphi\right) \times \times \cos\omega_0 t, \qquad (25\text{-}155)$$

а на выходе схемы вычитания — разностный сигнал

$$u_р = u_1 - u_2 = 2U_m \sin\left(\frac{\pi d_э}{\lambda_0} \sin\varphi\right) \times \times \sin\omega_0 t. \qquad (25\text{-}156)$$

После фазирования этих сигналов по высокой частоте путем поворота фазы одного из них на 90°, они подаются для сравнения на отклоняющие пластины электроннолучевой трубки индикатора. Электронное пятно трубки прочерчивает светящуюся линию, образующую с началом отсчета (вертикальным диаметром трубки) угол α, определяе-

мый соотношением

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{u_p}{u_e} = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi d_э}{\lambda_0}\sin\varphi\right)$$

или

$$\alpha = \frac{\pi d_э}{\lambda_0}\sin\varphi.$$

Шкала углов α в соответствии с этой формулой градуируется в значениях определяемых пеленгов φ.

При малых значениях угла φ (в пределах рабочего сектора $\varphi \leqslant \pm 4{,}5°$) можно принять:

$$\alpha \approx \frac{\pi d_э}{\lambda_0}\varphi \text{ и } \varphi \approx \frac{\lambda_0 \alpha}{\pi d_э}. \quad (25\text{-}157)$$

Для случая 40 фиксированных позиций ротора компенсатора пеленг на радиостанцию определяется выражением

$$\varphi_0 = 9°N + \varphi, \quad (25\text{-}158)$$

где N — номер фиксированной позиции ротора компенсатора, соответствующий выбранному положению рабочего сектора.

При наличии звукового выходного устройства в виде телефонного канала в пеленгаторе может применяться слуховая пеленгация и два режима работы: «поиск» и «пеленгация». В режиме поиска телефонный выход подключают к суммарному каналу и, вращая ротор компенсатора, грубо определяют направление на радиостанцию по максимуму сигнала в телефонах. Подключив затем телефоны к разностному каналу, уточняют пеленг по минимуму сигнала в телефонах.

В диапазоне ДВ дальность действия секторных радиопеленгаторов при работе с самолетными радиостанциями может достигать нескольких тысяч километров.

Ошибка определения пеленга $\sigma(\varphi) \approx 0{,}25°$.

Бортовой амплитудно-фазовый радиопеленгатор. Примером бортового амплитудно-фазового автоматического радиопеленгатора является самолетный автоматический радиокомпас (АРК), функциональная схема которого приведена на рис. 25-149.

Для определения направления на пеленгуемую радиостанцию в состав АРК входят две антенны: рамочная (см. т. 1, стр. 296), имеющая диаграмму направленности в виде восьмерки, и ненаправленная.

Если пеленгуемая радиостанция создает в точке приема напряженности поля $E = E_a \cos\omega_0 t$, то э. д. с., наводимая в рамке, равна (рис. 25-150):

$$e_p = E_{р.макс}\sin\varphi\sin\omega_0 t, \quad (25\text{-}159)$$

где $E_{р.макс}$ — амплитудное значение э. д. с. рамки.

Сигнал на зажимах рамки оказывается сдвинутым на 90° относительно возбуждающего его поля.

Использование при пеленгации одной рамочной антенны приводит к неоднозначности определения пеленга и другим недостаткам, свойственным методу пеленгации по минимуму. Поэтому в АРК сигнал рамки (рис. 25-151, *б*) суммируют (после поворота фазы на 90°) с сигналом от ненаправленной антенны, равным $e_A = E_a \cos\omega_0 t$ (рис. 25-151, *а*). Результирующий сигнал будет:

$$e_c = e_p + e_A =$$

$$= E_A(1 + \sin\varphi)\cos\omega_0 t. \quad (25\text{-}160)$$

Диаграмма направленности такой антенной системы в полярных координатах

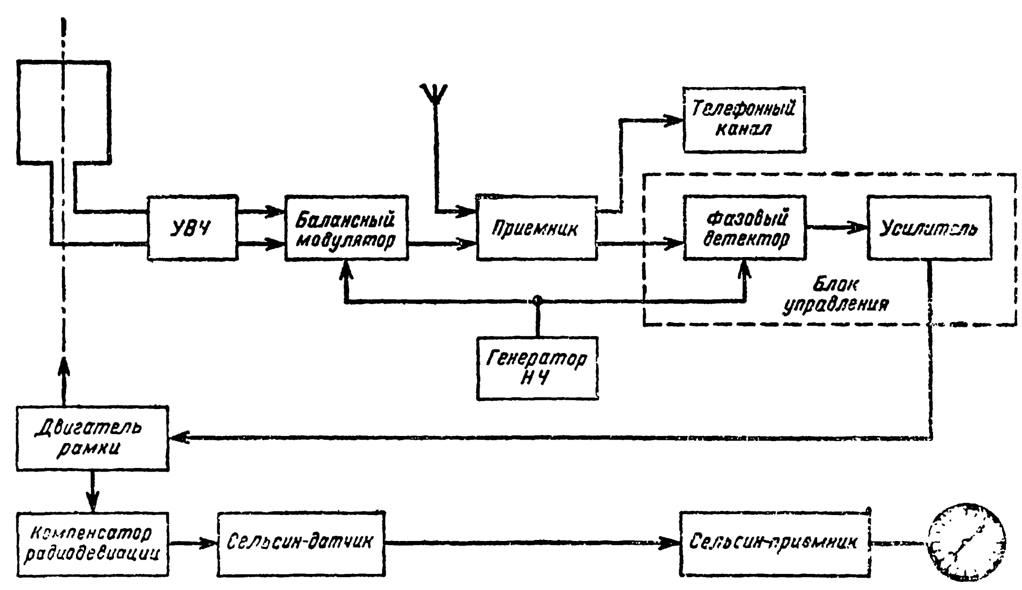


Рис. 25-149. Функциональная схема АРК.

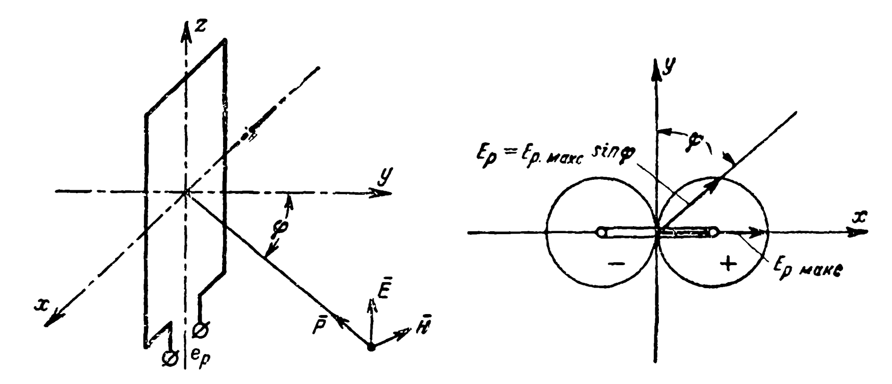


Рис. 25-150. Диаграмма направленности рамочной антенны.

Рис. 25-151. Временные диаграммы, характеризующие работу АРК при различном расположении источника излучения.

представляет собой кардиоиду (рис. 25-152, *а*), определяемую выражением $E_c = E_A(1+\sin\varphi)$. При изменении фазы э. д. с. в одной из антенн направление минимума кардиоиды изменяется на 180° (рис. 25-152, *б*).

Пеленгацию в АРК производят *равносигнальным методом*. Равносигнальное направление образуется путем периодического изменения (с частотой несколько десятков герц) фазы напряжения рамки, в результате чего с такой же частотой изменяется на 180° направление минимума кардиоиды.

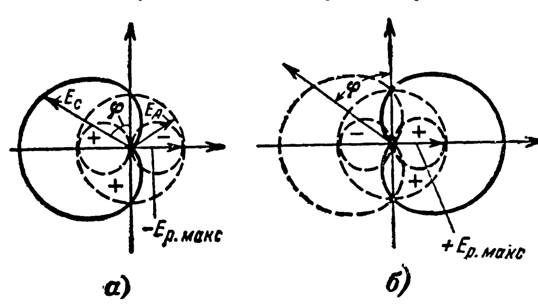


Рис. 25-152. Суммарная диаграмма направленности антенной системы АРК.

Сигнал рамочной антенны усиливается в УВЧ примерно до величины сигнала открытой антенны и с помощью фазирующего контура поворачивается по фазе на 90°. Затем сигнал поступает на балансный модулятор, управляемый генератором низкой частоты (рис. 25-151, *в*). Действие балансного модулятора эквивалентно механическому переключению с заданной частотой выводов рамки для изменения фазы ее сигналов на 180° (рис. 25-151, *г*).

Суммирование сигналов рамочной и ненаправленной антенн осуществляется во входном контуре приемника (рис. 25-151,*д*). После усиления и детектирования огибающая сигнала поступает в телефонный канал, с помощью которого можно прослушивать пеленгуемую радиостанцию, и в блок управления компасного канала для автоматического управления вращением рамки.

Фаза огибающей сигнала на выходе приемника (сигнал ошибки), зависящая от направления на пеленгуемую радиостанцию (рис. 25-151, *е*), сравнивается в фазовом детекторе с фазой опорного сигнала от генератора низкой частоты. На выходе фазового детектора вырабатывается сигнал управления в виде постоянного тока, знак которого зависит от направления прихода пеленгуемого сигнала (рис. 25-151, *ж*). После усиления в усилителе сигналы управления поступают на двигатель, который, поворачивая рамку, совмещает направление нулевого приема с направлением на пеленгуемую радиостанцию.

Угол поворота рамки относительно продольной оси самолета с помощью сельсинной передачи передается на стрелочный указатель.

Рассмотренная система обеспечивает однозначность отсчета пеленга, так как обладает лишь одним устойчивым положением равновесия, соответствующим истинному пеленгу. В результате вторичного излучения при отражении радиоволн от частей самолета диаграмма направленности приемной антенной системы искажается; это называется **радиодевиацией**. Величина ошибки пеленга из-за влияния радиодевиации может достигать 15—20°. Компенсатором радиодевиации вносят поправку в показание стрелочного указателя на основании графика радиодевиации, снимаемого индивидуально для каждого летательного аппарата.

АРК обеспечивает практическую точность определения пеленга порядка 2—3°. Дальность действия АРК при работе с аэродромной радиостанцией равна примерно 250—350 *км*. Выбор пеленгуемой радиостанции производится путем настройки приемника АРК на ее рабочую частоту.

Радиомаячная система состоит из радиомаяка, координаты которого известны, и радиоприемного устройства, устанавливаемого на борту летательного аппарата или корабля (рис. 25-153). Радиомаяк представляет собой передающее устройство, сигналы которого несут информацию о направлении на маяк. Обычно радиомаяки размещают на земле, но они могут быть установлены и на подвижных объектах, например на кораблях или искусственных спутниках Земли.

Бортовое приемное устройство служит для выделения из принятых сигналов информации об угловом положении радиомаяка и имеет, как правило, ненаправленную антенну, способную принимать сигналы

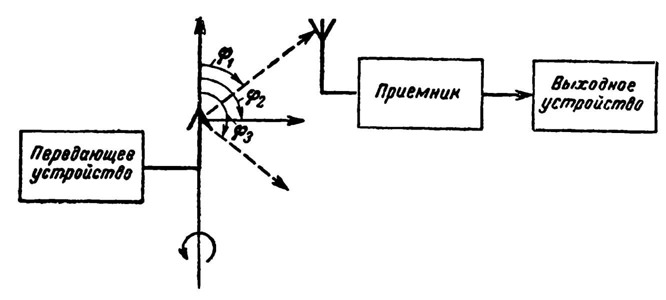


Рис. 25-153. Радиомаячная система.

радиомаяка с любого направления. В зависимости от параметров сигналов, в которые при излучении закладывается информация об угловом положении, радиомаяки разделяются на амплитудные, фазовые и частотные. По назначению радиомаяки можно разделить на маркерные, зональные (курсовые) и пеленговые.

Маркерные радиомаяки (МРМ) служат для обозначения пункта установки, знание координат которого необходимо при решении навигационных задач (контрольные точки при заходе самолета на посадку, точки излома морского фарватера и др.).

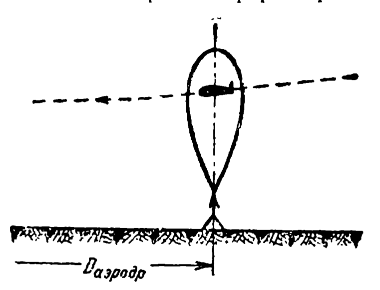


Рис. 25-154. Диаграмма направленности маркерного радиомаяка.

На рис. 25-154 показана диаграмма направленности в вертикальной плоскости антенны МРМ, используемого в системах посадки самолетов для обозначения момента нахождения самолета на определенном расстоянии от аэродрома при заходе на посадку. Сигналы радиомаяка принимаются бортовым приемным устройством лишь при прохождении самолета над маяком. Чем уже диаграмма направленности радиомаяка, тем точнее определяется момент пролета над точкой его установки. Таким образом, МРМ являются амплитудными радиомаяками. При наличии нескольких МРМ на трассе полета они различаются видом (кодом) излучаемых сигналов.

Функциональная схема типового МРМ приведена на рис. 25-155. Маяк обычно работает в диапазоне УКВ, где сравнительно легко получить узкую диаграмму направленности и обеспечить, таким образом, более высокую точность обозначения заданного пункта. Излучаемые сигналы представляют собой короткие или длинные импульсы, соответствующие точкам и тире азбуки Морзе (код маяка) и промодулированные по амплитуде колебаниями звуковой частоты (для прослушивания сигналов в телефонах бортового приемника).

Соответствующие комбинации точек и тире выбираются с помощью манипулятора.

Бортовое приемное устройство (маркерный радиоприемник — МРП) имеет на

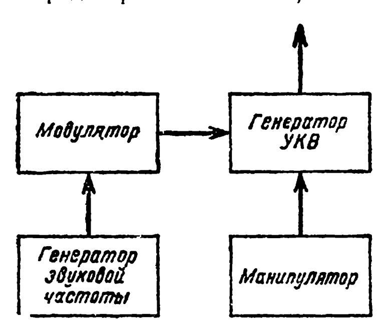


Рис. 25-155. Функциональная схема маркерного радиомаяка.

выходе сигнальные индикаторы, позволяющие определить код маяка (сигнальная лампа, звонок, телефоны оператора).

Курсовые радиомаяки (КРМ) предназначены для задания одного или нескольких определенных направлений в горизонтальной или вертикальной плоскости. С помощью бортового приемного устройства можно определить его положение относительно заданного направления. Фиксированные направления при использовании амплитудных методов могут соответствовать направлениям максимума, минимума и равносигнальной зоне.

Наибольшее распространение получили маяки, образующие равносигнальные фиксированные направления. Например, образование одного равносигнального направления может производиться с помощью двухлепестковой антенной системы (рис. 25-156). Сигналы передатчика, поочередно излучаемые по каждому лепестку, имеют различные

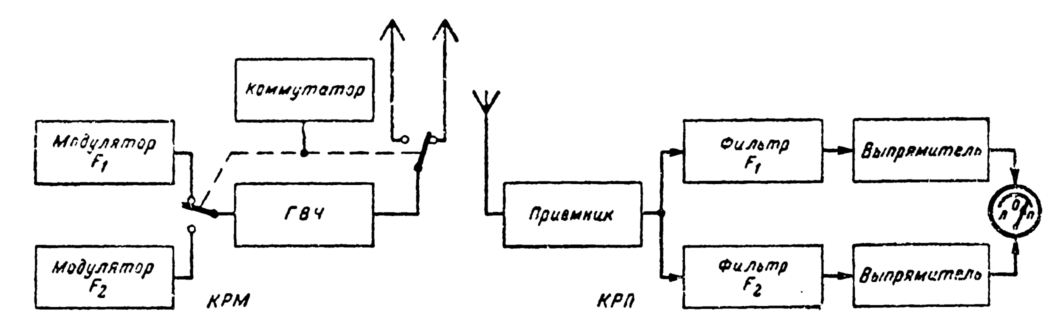


Рис. 25-156. Функциональные схемы курсового радиомаяка и курсового радиоприемника.

частоты амплитудной модуляции F_1 и F_2. На этих частотах производится сравнение интенсивности принимаемых сигналов; на равносигнальном направлении амплитуды сигналов будут равны. Стрелочный индикатор КРП показывает разность выпрямленных напряжений, соответствующую стороне отклонения от равносигнального направления. Точность выдерживания фиксированного направления в диапазоне УКВ может составлять десятые доли градуса.

Пеленговые радиомаяки (ПРМ) используют для посылки на борт подвижных объектов сигналов, с помощью которых бортовое приемное устройство определяет пеленг на маяк.

Излучение радиомаяка может быть двух видов: 1) излучаются опорные сигналы, характеризующие начало отсчета пеленга (например, направление север — юг), и азимутальные сигналы, характеризующие направление на маяк; 2) излучаются кодированные сигналы, в которых каждому значению кода соответствует определенное направление излучения радиомаяка.

Пеленговые радиомаяки могут быть амплитудными, фазовыми или частотными.

В амплитудных ПРМ можно использовать пеленгование по максимуму, минимуму и по методу сравнения.

Для передачи опорных сигналов (при использовании в ПРМ излучения первого вида) обычно применяется отдельная ненаправленная антенна, а для передачи азимутальных сигналов — вращающаяся направленная антенна. Опорные сигналы излучаются ненаправленной антенной в момент прохождения направленной антенны через начало отсчета пеленга (например, северное направление) и определяют (во времени) опорное направление в бортовом приемном устройстве. Когда направленная антенна повернется в направлении подвижного объекта, бортовое устройство начнет принимать азимутальные сигналы. При известной скорости вращения направленной антенны время запаздывания азимутальных сигналов относительно опорных в точке приема будет пропорциональным углу между опорным направлением и направлением на пеленгуемый объект, что позволяет в свою очередь вычислить пеленг маяка.

При втором возможном виде излучения ПРМ — посылке кодированных сигналов — излучение может производиться в дискретных точках азимутальной шкалы. Например, применяется круговая антенная система, состоящая из N антенн направленного действия. Каждая антенна излучает в своем направлении сигналы с определенным кодом. Точность пеленгования определяется в этом случае количеством антенн.

Более высокая точность может быть получена при непрерывном изменении кода (например, какого-либо из параметров сигнала) в соответствии с плавным изменением направления излучения.

В фазовых ПРМ для определения пеленга используется зависимость между фазой азимутальных сигналов, поступающих в бортовое устройство (под фазой здесь

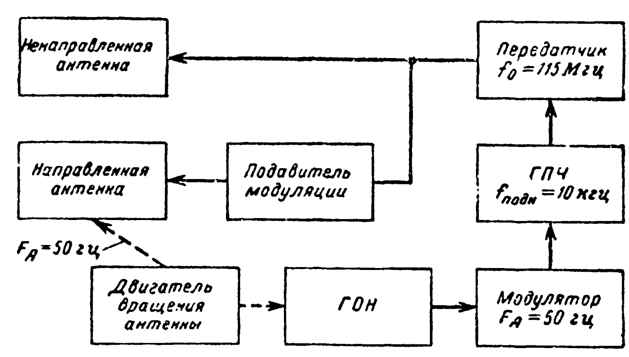


Рис. 25-157. Функциональная схема пеленгового радиомаяка.

понимается время запаздывания азимутальных сигналов относительно начала отсчета), и направлением излучения радиомаяка. Для обозначения начала отсчета фазы сигналов ПРМ излучает дополнительные опорные сигналы. Функциональная схема типового фазового ПРМ, работающего в диапазоне УКВ, приведена на рис. 25-157. В состав маяка входят две антенны: подвижная направленная и неподвижная ненаправленная.

Направленная антенна вращается с частотой $F_A=50$ *гц* и излучает немодулированные колебания на частоте $f_0 \approx 115$ *Мгц*, которые принимаются бортовым приемным устройством во время облучения объекта. На выходе бортового приемника образуется последовательность импульсов с длительностью каждого импульса, равной времени облучения объекта $T_{обл}=\theta_A/2\pi F_A$ (θ_A — ширина диаграммы направленности вращающейся антенны) и периодом повторения $T_A=1/F_A$. Время запаздывания этих импульсов относительно сигнала начала отсчета пеленга (северного меридиана) при приеме (рис. 25-158) будет зависеть от азимута точки наблюдения (приема).

Для создания опорных сигналов используется генератор опорного напряжения (ГОН), связанный с двигателем вращения направленной антенны. Генератор вырабатывает синусоидальные колебания частоты $F_A=50$ *гц*. Нулевое значение фазы этих колебаний соответствует началу отсчета пеленга.

Чтобы бортовое приемное устройство могло разделять азимутальные и опорные сигналы, излучаемые на одной несущей частоте f_0, применяется частотное разделение каналов опорного и азимутального сигна-

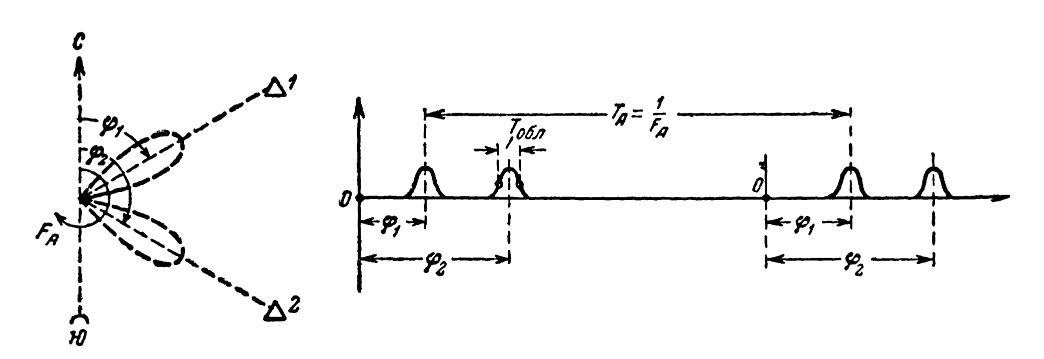


Рис. 25-158. Последовательность сигналов ПРМ, принимаемых на объектах *1* и *2*, находящихся на различных азимутах.

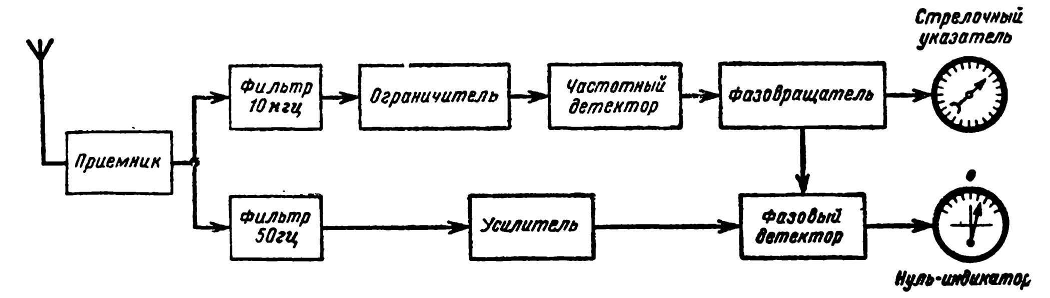


Рис. 25-159. Функциональная схема бортового приемного устройства для приема сигналов ПРМ.

лов. Опорные сигналы ГОН модулируют по частоте колебания генератора поднесущей частоты (ГПЧ) ($f_{подн} \approx 10$ *кгц*), которые используют после этого для амплитудной модуляции несущей частоты f_0. Таким образом, сигналы ненаправленной антенны имеют двойную модуляцию (частотную и амплитудную) и содержат информацию о начале отсчета пеленга.

В бортовом приемном устройстве (рис. 25-159) сигналы радиомаяка принимаются ненаправленной антенной и с выхода амплитудного детектора приемника поступают в каналы азимутального и опорного сигналов, на входе которых имеются фильтры, настроенные соответственно на частоты 50 *гц* и 10 *кгц*. Фильтр 50 *гц* выделяет сигналы направленной антенны. На выходе фильтра образуется синусоидальное напряжение с фазой, зависящей от угла φ. Фильтр 10 *кгц* выделяет сигналы ненаправленной антенны, из которых с помощью частотного детектора выделяются опорные синусоидальные сигналы (также с частотой 50 *гц*). Опорное напряжение поступает через фазовращатель, имеющий азимутальную шкалу, в фазовый детектор, где сравнивается по фазе с напряжением азимутального канала.

С помощью фазовращателя в канале опорного сигнала производится компенсация сдвига фаз опорного и азимутального сигналов, пропорционального азимуту объекта. Момент компенсации определяется с помощью нуль-индикатора, стрелка которого должна устанавливаться в нулевое положение. Отсчет пеленга производится по шкале фазовращателя.

В частотных ПРМ используется зависимость между частотой излучаемых колебаний (обычно частотой модулирующих колебаний) и пеленгом объекта. В бортовом устройстве измерение пеленга производится с помощью частотомера, прокалиброванного в соответствующих угловых единицах.

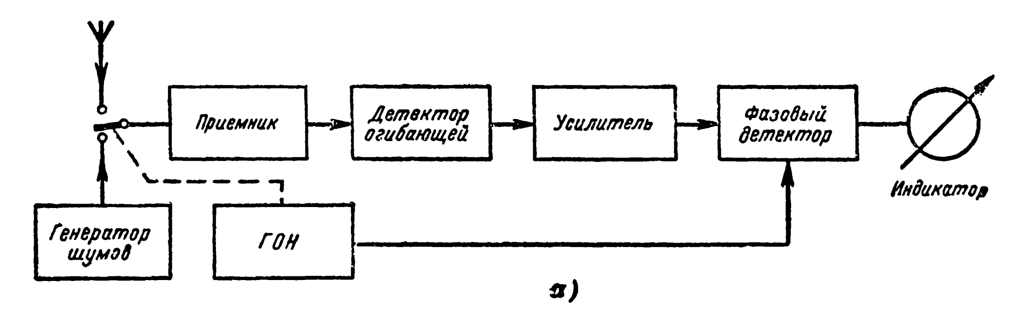
Радиоастронавигационные устройства служат для решения навигационных задач путем определения угловых координат небесных тел, обладающих достаточно мощным радиоизлучением (Солнце, Луна, планеты, «радиозвезды»).

Для измерения истинного курса корабля или самолета используют радиоастрокомпасы, определяющие курсовой угол светила, по значению которого находится истинный курс корабля (самолета).

Для неавтоматического определения местоположения корабля или самолета применяют радиосекстанты, определяющие курсовой угол и высоту (угол места) светила.

Для автоматического определения местоположения объекта используют радиоастроориентаторы, состоящие из радиосекстанта и счетно-решающего устройства.

Радиоастронавигационные устройства позволяют решать навигационные задачи в любых районах земного шара (в том числе в районах высоких широт и магнитных ано-



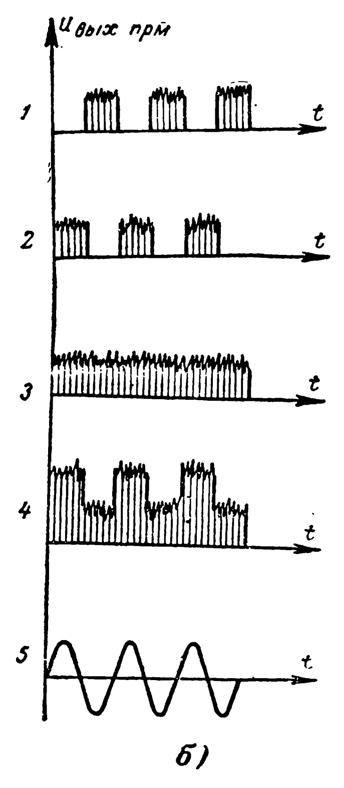


Рис. 25-160. Функциональная схема модуляционного радиометра (*а*) и временны́е диаграммы, поясняющие его работу (*б*).

1 — сигналы генератора шума; *2* — сигналы радиоизлучения неба (фона); *3* — суммарный сигнал при отсутствии радиоизлучения светила; *4* — суммарные сигналы при наличии радиоизлучения светила; *5* — сигнал на выходе усилителя при наличии радиоизлучения светила.

малий, где не может быть применен магнитный компас) и практически при любых метеоусловиях. Являясь автономными устройствами, эти приборы обладают большой помехозащищенностью и примерно одинаковой точностью, не зависящей от расстояния до исходного пункта.

Сигналы внеземных источников радиоизлучений по своей природе подобны внутренним шумам приемника, имеющим сплошной спектр. По своей интенсивности они меньше уровня собственных шумов приемника, однако чувствительность современных приемников достаточна для их обнаружения при приеме радиоизлучений Солнца и Луны. (Спектральная плотность потока мощности радиоизлучения Солнца на волне 3,2 *см* составляет $p=4{,}6\cdot 10^{-20}$ *вт/м²·гц* и на волне 0,85 *см* $p=1{,}6\cdot 10^{-19}$ *вт/м²·гц*). Полная принимаемая мощность сигнала радиоизлучения

$$P=\frac{1}{2}p\Delta fS_д,$$

где p — спектральная плотность потока мощности, Δf — полоса пропускания приемника по высокой частоте, $S_д$ — эффективная площадь приемной антенны. Множитель $1/2$ учитывает хаотическую поляризацию излучения.

Приемники сигналов внеземных источников называются **радиометрами**. Наибольшее распространение получил модуляционный метод приема (модуляционный радиометр), упрощенная схема которого и поясняющие ее работу временные диаграммы приведены на рис. 25-160.

К входу приемника поочередно присоединяются антенна и генератор шумов с мощностью, равной примерно общему радиоизлучению неба (фона). Коммутация осуществляется с помощью ГОН с частотой порядка 30 *гц*. Если антенна направлена на источник радиоизлучения, то напряжение шумов на выходе приемника окажется промодулированным по амплитуде с частотой коммутации антенны. Глубина модуляции, а следовательно и амплитуда огибающей, выделенной с помощью детектора, будут пропорциональны мощности принимаемых сигналов.

Фазовый детектор вырабатывает постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде огибающей; оно поступает на индикатор, который градуируется в единицах мощности.

Функциональная схема радиосекстанта (рис. 26-161). Радиосекстант представляет собой систему автосопровождения источника радиоизлучения по угловым координатам с использованием конического обзора пространства. Когда направление на источник радиоизлучения не совпадает с равносигнальным направлением, образующимся при коническом обзоре пространства, шу-

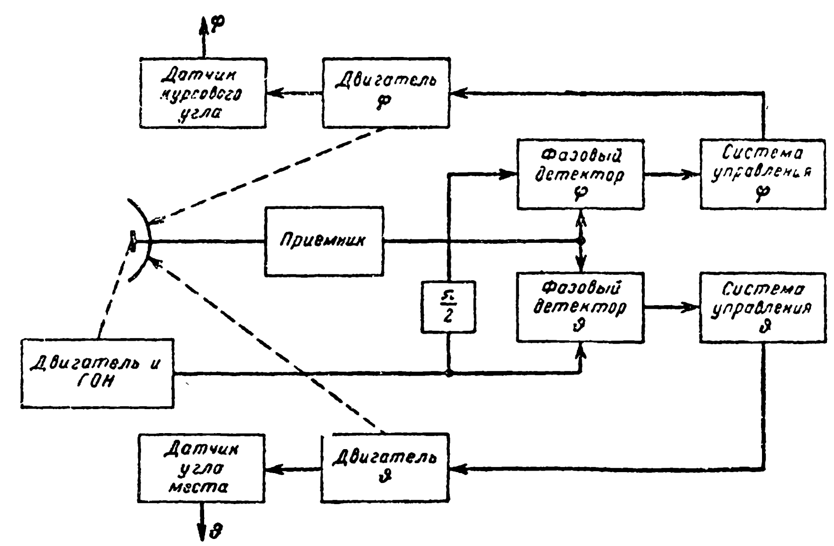


Рис. 25-161. Функциональная схема радиосекстанта.

мовое напряжение на выходе антенны оказывается промодулированным по амплитуде с частотой вращения диаграммы направленности. Огибающая этого модулированного напряжения (сигнал ошибки) выделяется на выходе приемника и используется (после разложения на две ортогональные составляющие) для управления антенной по азимуту и углу места. Когда равносигнальное направление совмещается с направлением на цель, сигнал ошибки становится равным нулю. Углы поворота антенны относительно начала отсчета (например, продольной оси корабля) определяют угловые координаты источника радиотеплового излучения.

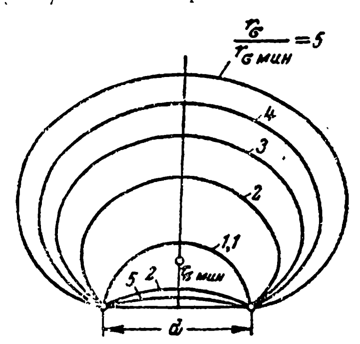


Рис. 25-162. Рабочие зоны угломерной системы.

Кроме указанных на схеме элементов, в состав радиосекстанта входит гировертикаль, от которой отсчитываются углы места светил.

Высокая точность измерения координат достигается лишь при условии достаточно длительного усреднения выходных сигналов.

Положение антенны в пространстве должно быть стабилизировано для исключения влияния кренов и рыскания корабля или летательного аппарата, в противном случае возможно не только ухудшение точности измерений, но и срыв автосопровождения.

На основании измерений углов наблюдения двух известных светил решается обратная задача: определяются (с помощью астрономических таблиц) координаты точки наблюдения, т. е. местоположение корабля или самолета.

Типовой самолетный радиосекстант [Л. 10], работающий на волне 1,9 *см* и имеющий антенну диаметром 60 *см*, обладает среднеквадратичной ошибкой автосопровождения около 3′. Точность определения местоположения с помощью угломерной системы, оцениваемая радиусом среднеквадратичного круга рассеяния, равна:

$$r_\sigma = \frac{\sqrt{\sigma^2(\varphi_1)\,r_1^2 + \sigma^2(\varphi_2)\,r_2^2}}{\sin\alpha}, \quad (25\text{-}161)$$

где $\sigma(\varphi_1)$ и $\sigma(\varphi_2)$ — среднеквадратичные ошибки измерения пеленгов (в радианах) в двух точках, разнесенных на расстояние d, r_1 и r_2 — расстояния между передатчиком и приемником при измерении пеленгов; α — угол пересечения линий положения, соответствующих отсчитываемым пеленгам.

Если принять $\sigma(\varphi_1) = \sigma(\varphi_2) = \sigma(\varphi)$ и ввести в формулу (25-161) размер базы d, получим:

$$r_\sigma = \frac{\sigma(\varphi)d}{\sin\alpha}\sqrt{\frac{r_1^2}{d^2} + \frac{r_2^2}{d^2}}. \quad (25\text{-}162)$$

Рабочие зоны угломерной системы при определении местоположения пока-

заны на рис. 25-162. Минимальная ошибка $r_\sigma = 0{,}95\ \sigma(\varphi)d$ соответствует точке, расположенной на перпендикуляре к базе на расстоянии $d/2\sqrt{3}$ от ее середины.

Дальномерные радионавигационные системы

Дальномерные системы служат для измерения расстояний между летательным аппаратом (или кораблем) и наземными пунктами с известными координатами.

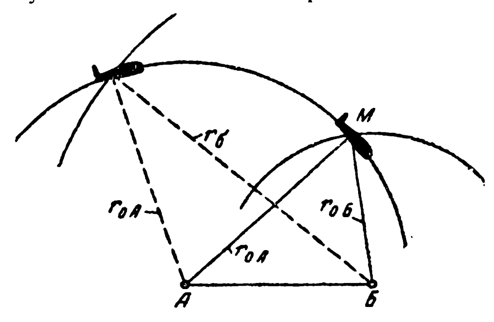


Рис. 25-163. Схема определения местоположения в дальномерной системе.

Измерение расстояния может осуществляться различными методами (см. § 25-2); наибольшее применение находит импульсный метод, когда бортовая станция посылает запросные сигналы и измеряет время запаздывания ответных сигналов, вырабатываемых наземными станциями.

При измерении расстояния до наземного пункта определяется одна линия положения (окружность измеренного радиуса с центром в этом пункте), что может использоваться, например, для полета летательного аппарата по заданной круговой орбите относительно этого пункта (например, при создании зон ожидания самолетов в районе посадки). Измерение расстояния до второго наземного пункта позволяет определить вторую линию положения и найти на карте местоположение самолета или корабля как точку пересечения двух линий положения.

Дальномерные системы могут также использоваться для вывода самолета (корабля) в расчетную точку (с известными координатами). Местоположение искомой точки рассчитывают заранее, и параметры линий положения, определяющих ее, должны быть известны.

Для выхода в расчетную точку M (рис. 25-163) летательный аппарат движется по одной из линий положения (дуге окружности радиуса $r_{0А}$) относительно центра, в котором расположена наземная станция — ответчик, называемая в этом случае **станцией сноса** (станция $А$). Вторая наземная станция $Б$, расстояние до которой также непрерывно измеряется, используется для определения путевой скорости и момента выхода в расчетную точку и называется **станцией скорости**.

Функциональная схема бортовой аппаратуры импульсной дальномерной системы приведена на рис. 25-164. Синхронизатор вырабатывает опорные импульсы, идущие на запуск передатчика и в выходное устройство для определения начала отсчета времени запаздывания.

Запросный сигнал для наземных станций $А$ и $Б$ посылается передатчиком поочередно на различных волнах $\lambda_А$ и $\lambda_Б$. Ответные сигналы наземных станций приходят на одной волне λ_0. Задержка запускающих импульсов для станции $А$ ($\tau_{зА}$) выбирается таким образом, чтобы при полете по заданной линии положения ответный сигнал станции $А$ на выходе бортового приемника совпадал во времени с очередным опорным импульсом синхронизатора (рис. 25-165,*а*,*б*).

Задержка запускающих импульсов для станции $Б$ ($\tau_{зБ}$) рассчитывается таким образом, чтобы в заданной точке M, лежащей на пересечении линий положения станций $А$ и $Б$, ответный сигнал станции $Б$ также совпадал с опорным импульсом синхронизатора (рис. 25-165, *в*). Полет происходит по орбите станции сноса, что контролируется совпадением опорного и ответного им-

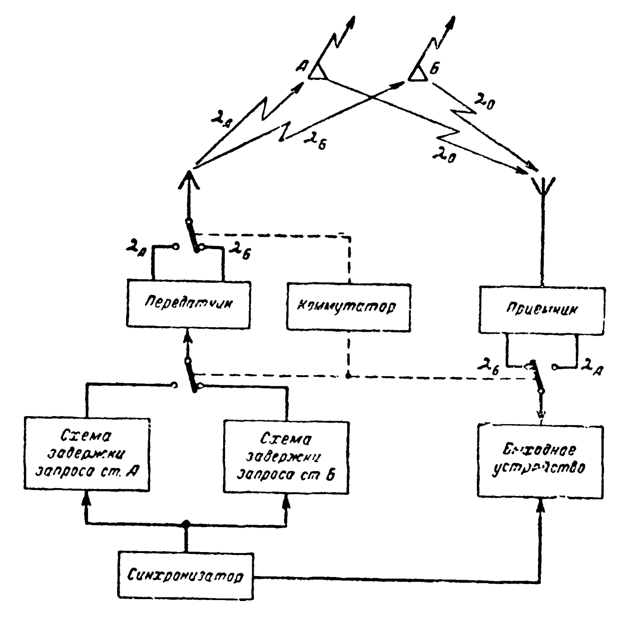


Рис. 25-164. Функциональная схема дальномерной системы.

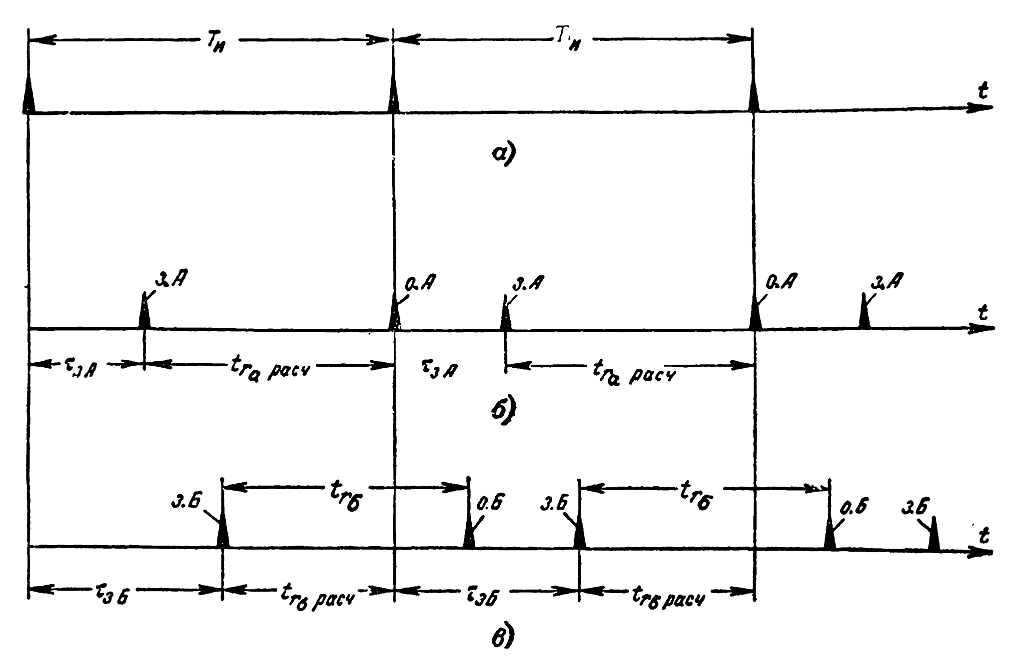


Рис. 25-165. Временные диаграммы, поясняющие работу дальномерной системы.
з.А — импульсы запроса станции *А*; *з.Б* — импульсы запроса станции *Б*; *о.А* — ответные сигналы станции *А*; *о.Б* — ответные сигналы станции *Б*.

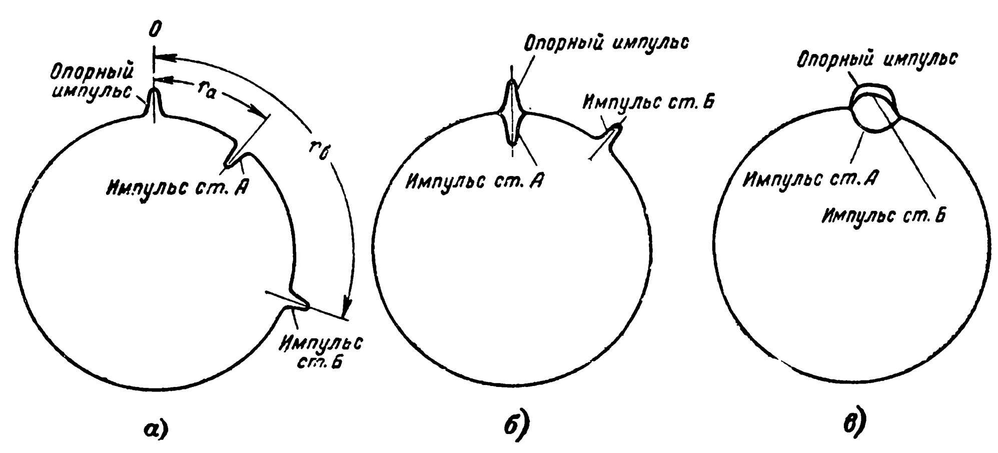


Рис. 25-166. Изображения на экране индикатора бортового устройства дальномерной системы.

пульсов станции сноса в выходном устройстве (например, на экране электроннолучевой трубки). Нахождению летательного аппарата в расчетной точке соответствует совпадение во времени всех трех импульсов: опорного, ответного станции *А* и ответного станции *Б*.

Для разделения ответных сигналов наземных станций *А* и *Б* выход приемника бортового устройства коммутируется. При коммутации меняется полярность выходных импульсов приемника. На рис. 25-166 показаны отметки на экране индикатора при полете с отклонением от заданных орбит (рис. 25-166, *а*), при полете по орбите станции *А* (рис. 25-166, *б*) и при нахождении летательного аппарата в расчетной точке (рис. 25-166, *в*). В последнем случае масштаб круговой развертки индикатора переключается на более крупный для повышения точности определения момента совпадения импульсов при выходе в расчетную точку.

В состав выходного устройства может входить счетно-решающий прибор, вычисляющий величину и скорость отклонения летательного аппарата от орбиты станции сноса. Напряжения, пропорциональные этим величинам, поступают на стрелочные указа-

тели (типа нуль-индикаторов), с помощью которых производится точный выход на заданную орбиту и полет по ней. В последнем случае обе стрелки должны давать нулевые показания. При сопряжении счетно-решающего прибора с автопилотом управление полетом по заданной орбите и выход в расчетную точку могут быть автоматизированы.

Дальномерная система работает в диапазоне УКВ, и, следовательно, ее предельная дальность определяется высотой полета. Выбор диапазона УКВ обеспечивает высокую точность измерения дальности, так как практически исключаются ошибки, связанные с особенностями распространения радиоволн, и появляется возможность излучения более коротких импульсов, что также повышает точность измерений. Для существующих систем максимальная дальность действия равна 350—400 *км*. Наземные станции системы располагаются на расстоянии 100—300 *км* друг от друга и для устранения неоднозначности (вторая точка пересечения орбит) имеют направленные антенны (ширина луча $\theta_A \approx 70°$).

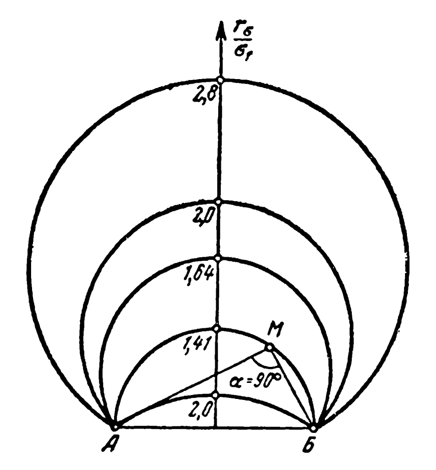


Рис. 25-167. Рабочие зоны дальномерной системы

Ошибка определения местоположения с помощью дальномерной системы

$$r_\sigma = \frac{\sigma(r)\sqrt{2}}{\sin\alpha}, \qquad (25\text{-}163)$$

где $\sigma(r)$ — среднеквадратичная ошибка измерения дальности, α — внутренний угол пересечения двух линий положения.

При заданном значении $\sigma(r)$ ошибка зависит лишь от угла α. Линии равной точности представляют собой окружности, проходящие через точки размещения наземных станций (рис. 25-167). Наилучшая точность соответствует расположению расчетной точки *М* на окружности, диаметром которой является база станций (расстояние между наземными станциями), что соответствует значению $\alpha = 90°$.

На средних расстояниях и высотах ошибка определения местоположения составляет 70—90 *м*.

Разностно-дальномерные (гиперболические) системы

Определение местоположения в разностно-дальномерной системе основано на определении точки пересечения двух гиперболических линий положения, каждая из которых характеризуется своим постоянным значением разности расстояний от любой ее точки до фокусов гипербол.

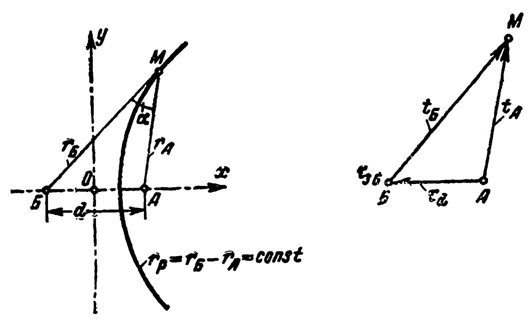


Рис. 25-168. Линия положения, определяемая в разностно-дальномерной системе.

В фокусах гипербол располагаются наземные станции, разность расстояний до которых из искомой точки *М* измеряется с помощью бортовой аппаратуры.

Для определения одной гиперболической линии положения необходимо иметь две наземные согласованно работающие передающие станции. Одна из таких станций (*А*) является в е д у щ е й, другая (*Б*) — в е д о м о й.

Ведущая станция в момент t_0 излучает сигналы, поступающие через время $t_А = r_А/c$ в бортовой приемник, находящийся в точке *М*, а через время τ_d — запускающие станцию *Б* (рис. 25-168).

Сигналы станции *Б* приходят в точку *М* через время $\tau_d + \tau_{зБ} + t_Б$, где $\tau_{зБ}$ — постоянная задержка в цепях станции *Б*, а $t_Б = r_Б/c$. Таким образом, разность времени прихода в точку *М* сигналов станций *А* и *Б* будет равна:

$$\Delta t = t_Б - t_A + (\tau_d + \tau_{зБ}) =$$

$$= \frac{r_Б - r_А}{c} + \left(\frac{d}{c} + \tau_{зБ}\right). \qquad (25\text{-}164)$$

Так как сумма $(\tau_d + \tau_{зБ})$ постоянна и не зависит от положения точки *М*, то величина Δt будет определяться разностью расстояний $r_р = r_Б - r_А$.

Величина $\tau_{зБ}$ выбирается таким образом, чтобы величина Δt в пределах рабочей зоны системы не меняла своего знака и не была весьма малой, когда отсчет времени

становится затруднительным. Каждой линии положения соответствует свое значение $\Delta t \equiv r_p$. Линии положения наносятся на географическую карту типографским способом. Оцифровка линий производится в микросекундах. Интервалы между линиями выбираются порядка десятков микросекунд в зависимости от масштаба используемых карт.

Для определения второй линии положения необходимо иметь еще одну пару наземных станций A_2—$Б_2$ (рис. 25-169, *а*) либо

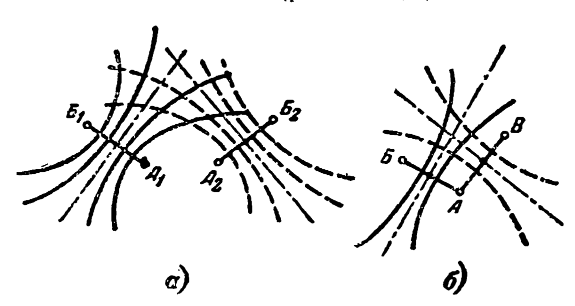


Рис. 25-169. Гиперболическая сетка разностно-дальномерной системы.

установить вторую ведомую станцию *В* (рис. 25-169, *б*). Постоянная задержка в цепях ведомых станций *Б* и *В* выбирается так, чтобы последовательность прихода сигналов станций *А*, *Б* и *В* была вполне определенной.

При определении местоположения объектов, движущихся с большой скоростью, целесообразнее использовать системы с согласованной работой баз (т. е. с одной ведущей и двумя и более ведомыми станциями), так как при независимой работе баз (две или несколько отдельных пар наземных станций) необходимо поочередно настраиваться на работу различных пар, что занимает определенное время и может привести к большим ошибкам в определении местоположения.

Бортовая аппаратура измеряет время запаздывания сигналов ведомых станций относительно сигнала ведущей станции, т. е. величину Δt. Для измерения значения Δt могут использоваться импульсный, фазовый или частотный методы измерения временных интервалов (дальности), каждый из которых обладает определенными преимуществами и недостатками (см. § 25-2). В любом случае сигнал ведущей станции должен иметь отличительные признаки, позволяющие выделить его из сигналов ведомых станций. Сигналы ведомых станций, как уже указывалось, следуют в определенной временной последовательности за сигналом ведущей станции.

Импульсный метод измерения. Использование импульсного метода измерения обеспечивает наиболее простое техническое решение при построении бортовой аппаратуры и большую дальность действия системы.

Сигналы наземных станций переносятся поверхностной и пространственной волнами. Пространственные волны (отражающиеся от ионосферных слоев) обладают непостоянством длины пути распространения из-за флуктуаций высоты отражающих слоев, что исключает их применение для точных навигационных систем (для грубых систем дальней навигации их применение имеет место). Кроме того, сигналы пространственной волны могут вносить существенные ошибки в работу навигационных систем, использующих поверхностные волны. При импульсной работе можно отделить сигнал поверхностной волны от всегда запаздывающего сигнала пространственной волны, в то время как при непрерывном излучении для разделения сигналов поверхностной и пространственной волн необходимо ограничивать дальность действия и размеры базы системы, исключая области совместного существования волн обоих типов.

Бортовое устройство при импульсной работе измеряет временной интервал путем компенсации временно́й задержки между приходящими импульсами ведущей и ведомых станций с помощью специальных схем задержки, прокалиброванных в единицах времени. Момент полной компенсации, соответствующий совпадению передних фронтов двух импульсов, определяется с помощью индикаторных устройств или систем автосопровождения сигналов по дальности. Ввиду того что сравнение временно́го положения сигналов производится по огибающей, точность измерения временных интервалов оказывается недостаточно высокой; точность определения местоположения составляет 1—2% от дальности до ведущей станции.

Фазовый метод измерения. Для повышения точности работы разностно-дальномерных систем используются фазовые методы измерения расстояний. Если ведущая и ведомые станции работают в режиме непрерывного излучения на одной и той же частоте ω_0, то напряженности поля в точке *М* будут:

$$e_А = E_А \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda_0} r_а - \psi_{А0}\right),$$

$$e_Б = E_Б \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda_0} r_б - \psi_{Б0}\right),$$

где $E_А$ и $E_Б$ — амплитудные значения напряженности электрического поля в точке *М*, создаваемые ведущей и ведомой станциями; $r_а$ и $r_б$ — расстояния от наземных станций до точки *М*; $\psi_{А0}$ и $\psi_{Б0}$ — начальные фазы излучаемых колебаний ведущей и ведомой станций. Разность фаз этих сигналов в точке *М* будет:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{\lambda_0}(r_б - r_а) + \psi_0,$$

где $\psi_0 = \psi_{Б0} - \psi_{А0} = \text{const}$, т. е. в наземных станциях тем или иным способом поддер-

живается постоянная разность фаз излучаемых колебаний (иначе говоря, излучаемые колебания являются когерентными). Постоянному значению $\Delta\psi$ соответствует постоянное значение разности расстояний

$$r_р = r_б - r_а = \frac{\lambda_0}{2\pi}(\Delta\psi - \psi_0), \quad (25\text{-}165)$$

т. е. определенная линия положения, представляющая собой гиперболу с фокусами в точках расположения наземных станций.

Ошибка измерения разности фаз обычно не превышает 0,2—0,3% периода высокой частоты, что и определяет высокую точность работы системы. Трудность построения таких систем заключается в сложности обеспечения когерентности работы наземных станций, обеспечении раздельного выделения их сигналов для последующего сравнения фаз (частота сравнения должна быть одинакова для всех станций) и в устранении неоднозначности отсчетов, присущей фазовым методам измерения.

Для обеспечения *когерентности* излучения и возможности измерения разности фаз бортовым устройством применяется метод трансформации частоты сигналов ведущей станции. Частота сигналов ведущей станции ω_0 преобразуется с помощью схем умножения и деления частоты в ведомой станции и становится равной $\omega_1 = \omega_0 \frac{m}{n}$, где m и n — небольшие целые числа. Напряжение на преобразованной частоте является напряжением задающего генератора передатчика ведомой станции. Для второй ведомой станции выбирается частота $\omega_2 = \omega_0 \frac{m}{k}$ и т. д. Таким образом, наземные станции системы работают на разных несущих частотах. Бортовое устройство имеет соответствующее число приемных каналов, в которых осуществляется умножение частоты принимаемых сигналов и выделяются сигналы на частоте сравнения $\omega_{ср}$ для измерения разности фаз. Для получения частоты $\omega_{ср}$ частота сигналов ведущей станции умножается на m, а частота ведомых станций на n и k соответственно. В результате получаем $\omega_{ср} = \omega_0 m = \omega_1 n = \omega_2 k$ и т. д., что позволяет с помощью фазометра измерить разность фаз по высокой частоте. Дополнительные сдвиги фаз сигналов, происходящие в приемных устройствах ведомых станций, а также при распространении радиоволн между ведущей и ведомыми станциями (на расстоянии d), учитываются при измерениях.

При работе системы в диапазоне УКВ дальность действия ограничивается пределами радиогоризонта. В диапазоне КВ использование системы исключается, так как при отражении от ионосферы случайные флуктуации приводят к потере когерентности сигналов ведущей и ведомых станций. Обычно фазовые системы работают в пределах средневолнового диапазона с использованием поверхностной волны. Для исключения пространственной волны приходится ограничивать размер базы до 100—200 *км* и дальность действия до 300—400 *км* (в ночное время — до 150—200 *км*). Переход в диапазон длинных и сверхдлинных волн, обладающих большой стабильностью фазы при распространении, позволяет увеличить дальность до 10 000 *км* при достаточно высокой точности измерений, однако возникает ряд технических трудностей при разнесении частот наземных станций, для преодоления которых переходят от непрерывного излучения к импульсной работе, когда появляется возможность разделения сигналов станций во времени.

Для устранения неоднозначности отсчета излучаемые колебания наземных станций, работающих на разных несущих частотах, модулируются низкой частотой, на которой и производится сравнение фаз сигналов в бортовом устройстве. Однако точность измерений при этом существенно уменьшается.

Перечисленные выше недостатки, присущие фазовым разностно-дальномерным системам, ограничивают их широкое распространение и перспективность.

Импульсно-фазовый метод измерения. Значительно большими возможностями в отношении дальности действия и точности работы обладают импульсно-фазовые разностно-дальномерные системы, обладающие дальностью импульсных и точностью фазовых систем. Импульсные сигналы ведущей станции ретранслируются ведомыми станциями с определенными временными задержками и сохранением фазы высокочастотного заполнения. Для отличия от ведомых станций сигнал ведущей станции кодируется (например, он может состоять из двух импульсов, разделенных по времени небольшим интервалом). Бортовое устройство выделяет сигналы ведущей станции и следующие за ними в определенной последовательности сигналы ведомых станций, а затем производят грубое и точное измерение временных интервалов. Грубое измерение производится путем сравнения временного положения импульсов ведущей и ведомых станций, точное измерение — путем сравнения фаз высокочастотных колебаний этих импульсов.

Упрощенная функциональная схема типовой бортовой аппаратуры приведена на рис. 25-170. Когерентный гетеродин (кварцевый генератор) вырабатывает опорное напряжение на частоте работы наземных станций. С помощью фазового детектора станции A и схемы управления колебания гетеродина фазируются с колебаниями ведущей станции и служат также для формирования (с использованием делителя частоты и генератора прямоугольных импульсов) прямоугольных импульсов, следующих с частотой повторения наземных станций $F_п$. Сигналы наземных станций с выхода УВЧ поступают на синхронные и фазовые детекторы ведущей A и ведомой $Б$ станций. С помощью дополнительной схемы поиска (или путем ручного управления) произво-

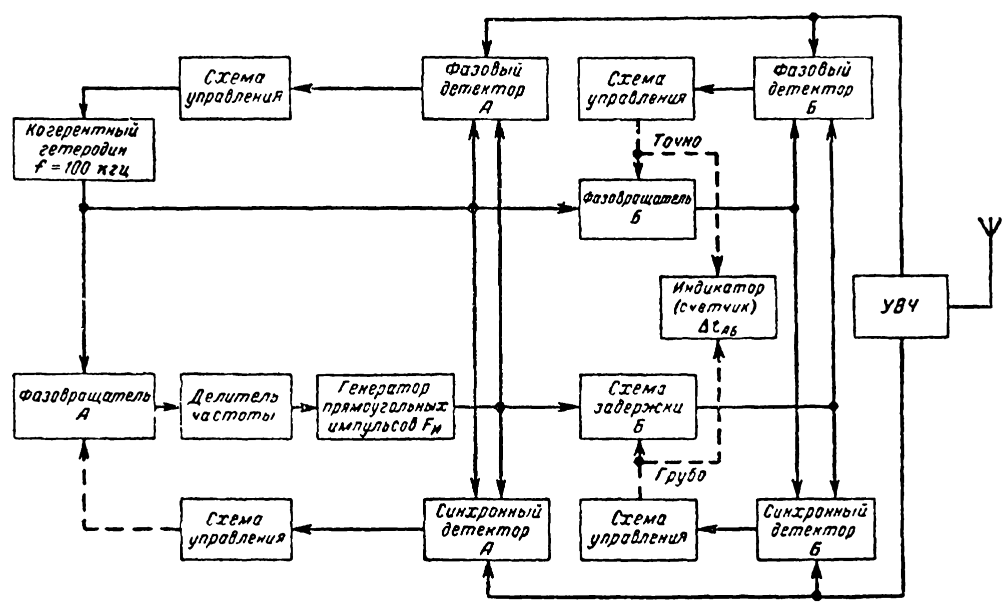


Рис. 25-170. Функциональная схема бортовой аппаратуры импульсно-фазовой разностно-дальномерной системы.

дится управление фазовращателем станции *А* и схемой задержки станции *Б*, так чтобы прямоугольные импульсы, поступающие на синхронные детекторы станций *А* и *Б*, примерно совпадали с импульсами наземных станций. В синхронном детекторе *А* происходит выделение огибающей сигналов станции *А* и сравнение временно́го положения ее переднего фронта с передним фронтом прямоугольного импульса, соответствующего моменту прихода сигнала станции *А*. Рассогласование передних фронтов устраняется с помощью схемы управления и фазовращателя *А* путем смещения последовательности прямоугольных импульсов во времени. Устранение рассогласования производится в синхронном детекторе с учетом фазы высокочастотных колебаний когерентного гетеродина и принятых сигналов станции *А*, что обеспечивает совмещение передних фронтов с ошибкой, не превышающей половины периода высокочастотных колебаний.

В синхронном детекторе *Б* производится сравнение передних фронтов огибающей сигнала станции *Б* и прямоугольного импульса, задержанного относительно импульса, поступающего на синхронный детектор *А*, с помощью схемы задержки *Б*. Величина задержки, определяющая интервал времени $\Delta t_{АБ}$, устанавливается также с точностью до половины периода колебаний высокой частоты. Полученное значение задержки определяет результат грубого измерения линии положения, который поступает на индикатор (обычно — счетчик механического типа).

Для точного измерения величины $\Delta t_{АБ}$ в фазовом детекторе *Б*, который отпирается прямоугольным импульсом в момент прихода сигнала станции *Б*, производится сравнение фазы колебаний когерентного гетеродина (совпадающей с фазой высокочастотных колебаний сигнала станции *А*) и фазы высокочастотных колебаний сигнала станции *Б*. Различие фаз устраняется с помощью схемы управления и фазовращателя, с ротором которого связан счетчик точных показаний.

Грубые и точные показания комбинируются и выделяются на счетчике в виде одного числа, определяющего величину $\Delta t_{АБ}$. Аналогично проводится измерение интервалов времени между приходом сигналов ведущей и другой ведомой станций.

Бортовое устройство может сопрягаться с цифровой вычислительной машиной, выдающей координаты корабля или самолета или курс на конечный пункт маршрута. В состав бортового устройства может входить курсопрокладчик, который чертит на карте путь корабля или летательного аппарата.

Ошибка определения местоположения с помощью разностно-дальномерных систем зависит как от местоположения объекта, так и от геометрического размещения наземных станций системы. Радиус среднеквадратичного круга рассеяния для рассматриваемой системы

$$r_\sigma \approx \frac{\sigma(r_р)}{2\sin\left(\frac{\alpha_1}{2}+\frac{\alpha_2}{2}\right)} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1}{\sin^2\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{1}{\sin^2\frac{\alpha_2}{2}}}, \quad (25\text{-}166)$$

где $\sigma(r_р)$ — ошибка определения разности расстояний, α_1 и α_2 — углы, под которыми из точки M видны базы устройств.

На рис. 25-171 показаны контуры рабочих зон разностно-дальномерных радионавигационных систем, состоящих из четырех наземных станций при их различном размещении.

Примером систем рассматриваемого типа может служить система, работающая в диапазоне 90—110 *кгц* [Л. 11]. База системы порядка 1000 *км*, длительность импульса около 200 *мксек*, частота посылок импульсов лежит в пределах 20—66 *гц*. Среднеквадратичная ошибка измерения составляет 0,2—0,3 *мксек*. Дальность действия над сушей 2240 *км* (при работе поверхностной волной). При использовании пространственной волны дальность может быть увеличена до 3500—4500 *км*, однако ошибки измерения возрастают до 2—5 *мксек*. Частотные методы измерения временных интервалов в разностно-дальномерных системах применения не находят.

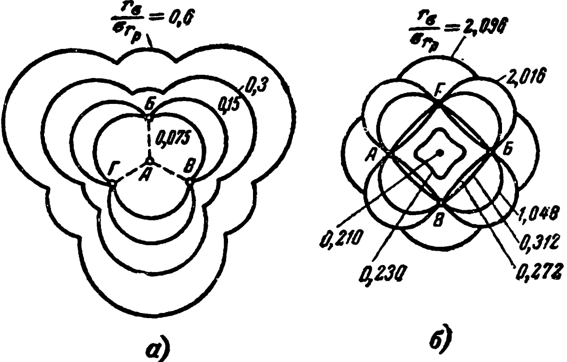


Рис. 25-171. Рабочие зоны разностно-дальномерных систем.

Угломерно-дальномерные системы

Угломерно-дальномерные системы обеспечивают получение на борту летательного аппарата (корабля) информации о расстоянии до наземного радиомаяка системы, координаты которого известны, и о пеленге на маяк. Определение местоположения объекта производится, таким образом, относительно наземного маяка.

Система обеспечивает полеты по орбитам (при заданной дальности относительно маяка), по заданному маршруту, определение текущего местоположения и решение ряда других задач ближней навигации.

В состав системы входит наземная и бортовая аппаратура, позволяющая как получать и обрабатывать необходимую информацию на борту, так и определять на земле координаты самолетов (кораблей), находящихся в зоне действия наземного маяка и имеющих оборудование этой системы.

Упрощенная функциональная схема типовой угломерно-дальномерной системы приведена на рис. 25-172. Система работает в диапазоне УКВ. Определение дальности производится как на борту, так и на земле на основе измерения времени запаздывания ответных сигналов относительно запросных, которые при включенной аппаратуре излучаются наземным и бортовым передатчиками с частотой повторения, лежащей в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен герц. Запросные импульсы, излучаемые бортовым передатчиком на частоте f_1 с кодом № 1, принимаются приемником наземного маяка и после дешифрирования направляются на запуск передатчика, излучающего ответные импульсы с тем же кодом, но на частоте f_2.

Ответные импульсы, принимаемые бортовым приемником, дешифрируются и направляются в канал измерения дальности, в котором начало отсчета определяется импульсом, поступающим от бортового передатчика в момент излучения запросного импульса. Канал дальности включает систему автосопровождения по дальности, позволяющую с помощью указателя (например, типа механического счетчика) получить значения текущей дальности до маяка.

Для движения по орбите в счетно-решающий прибор вводится заданное значение дальности (радиус орбиты), которое сравнивается с текущим значением. Напряжение, пропорциональное разности этих двух значений дальности, поступает на стрелочный прибор (типа нуль-индикатор). Нахождение стрелки на нулевом делении указывает экипажу на правильность движения по заданной орбите.

Запросные импульсы наземного передатчика излучаются на частоте f_2 (как и ответные), но с кодом № 2, что позволяет в бортовом устройстве отличать их от ответных импульсов и после дешифрирования направлять на запуск бортового передатчика, а не в канал измерения дальности.

Бортовой передатчик излучает ответные сигналы для наземной станции на частоте f_1 (как и запросные), но с кодом № 2, которые после дешифрирования в наземном приемном устройстве поступают в выходное устройство, например, типа ИКО. Запуск развертки дальности индикатора производится импульсом, совпадающим по времени с излучением запросного сигнала. Запросные сигналы посылаются наземным передатчиком через интервалы, определяемые временем поворота антенны азимутальных сигналов на заданный угол (порядка 1—3°), что осуществляется показанной на функциональной схеме связью между наземными передатчиками.

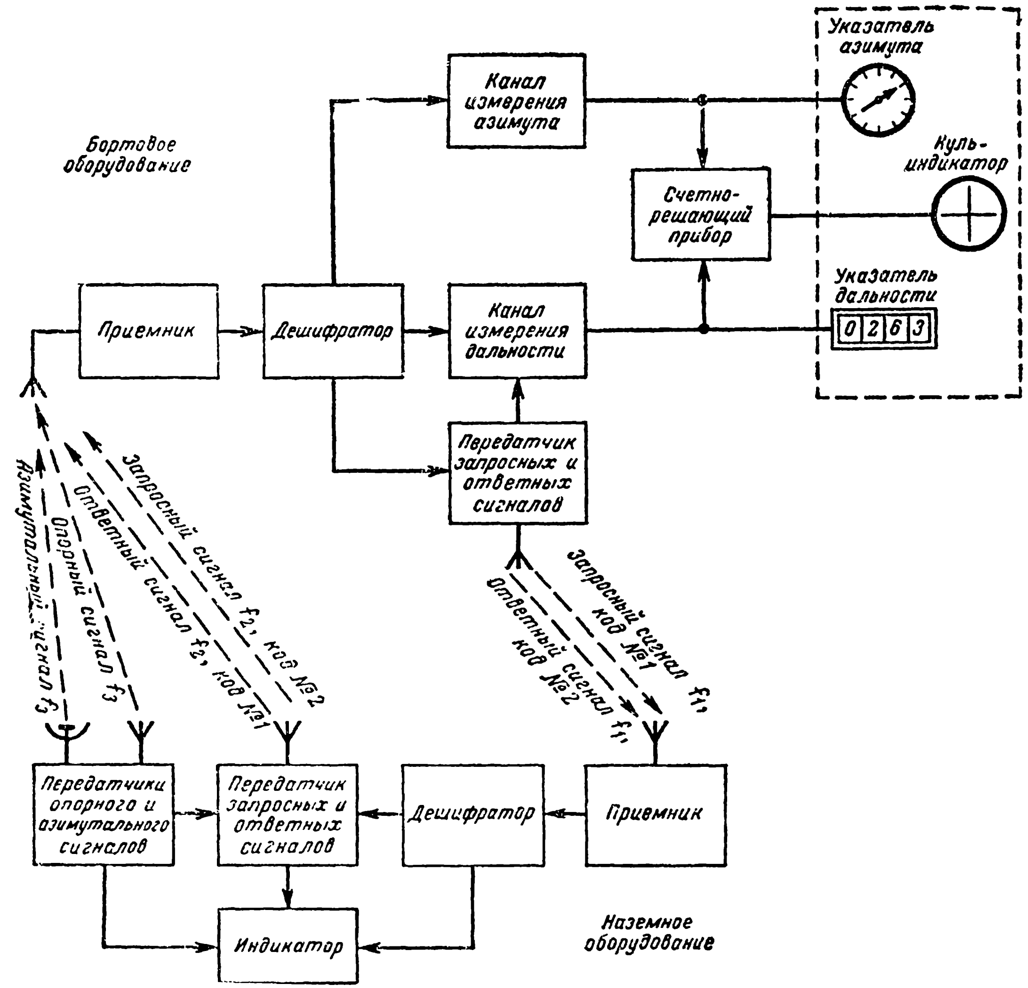


Рис. 25-172. Функциональная схема угломерно-дальномерной системы

С одним наземным маяком-ретранслятором при измерении дальности могут работать одновременно 50—100 бортовых устройств, что определяется пропускной способностью наземного запросчика-ответчика.

Для определения пеленга самолета (корабля) наземным устройством системы применяется направленная антенна, угол поворота которой относительно опорного направления отмечается, например, на ИКО. Пеленг отсчитывается в этом случае по азимутальной шкале индикатора в соответствии с положением отметки ответных сигналов бортового передатчика.

Для определения направления на маяк бортовым устройством системы наземное оборудование имеет в своем составе передатчики опорного и азимутального сигналов и две антенны: всенаправленную неподвижную и направленную вращающуюся (которая одновременно применяется для определения пеленга в наземном устройстве).

Опорный сигнал (рис. 25-173) излучается на частоте f_3 с помощью ненаправленной антенны в момент прохождения направленной антенной северного направления. Опорный сигнал, принимаемый бортовыми устройствами всех объектов, находящихся в зоне действия системы, направляется в канал измерения азимута и определяет начало его отсчета. Когда направленная антенна при дальнейшем вращении будет облучать определенный объект (самолет или корабль), его бортовое устройство примет азимутальный сигнал (также на частоте f_3).

Зная скорость вращения направленной антенны Ω_A (значение которой может передаваться в бортовое устройство путем посылки дополнительных сигналов) и измерив интервал времени между приходом опорного и азимутального сигналов, можно опре-

делить угол φ или после пересчета на борту курсовой угол маяка — КУР (рис. 25-173). Текущее значение азимута может указываться с помощью стрелочного прибора.

Для осуществления полетов с заданными значениями пеленга счетно-решающий прибор производит сравнение заданного и

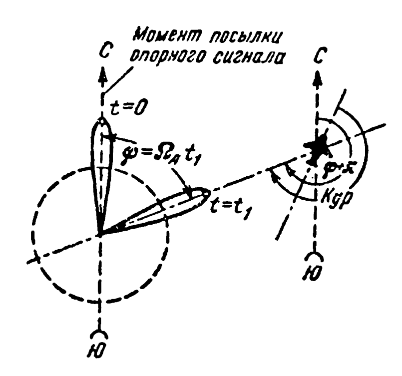


Рис. 25-173. Схема определения пеленга в угломерно-дальномерной системе.

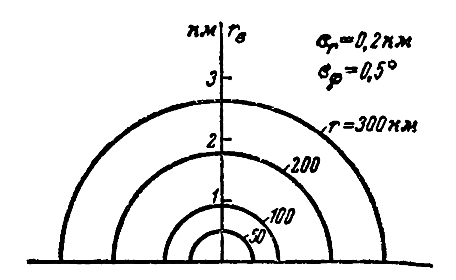


Рис. 25-174. Рабочие зоны угломерно-дальномерной системы.

текущего значений пеленга и выдает на нуль-индикатор напряжение, пропорциональное их разности.

Ошибка определения местоположения для угломерно-дальномерных систем имеет следующее выражение:

$$r_\sigma = \sqrt{\sigma^2(r) + [r\sigma(\varphi)]^2}, \qquad (25\text{-}167)$$

где r_σ — радиус среднеквадратичного круга рассеяния; $\sigma(r)$ — среднеквадратичная ошибка измерения дальности; $\sigma(\varphi)$ — среднеквадратичная ошибка измерения азимута (в радианах); r — дальность до маяка.

Дальность действия системы зависит от высоты полета.

Среднеквадратичные ошибки определения направления и дальности для типовой системы составляют соответственно $\sigma(\varphi) \approx \approx 0{,}5^\circ$; $\sigma(r) \approx 200$ *м*.

Рабочие зоны системы, построенные для указанных значений ошибок в соответствии с выражением (25-167), приведены на рис. 25-174.

Радионавигационные системы с использованием искусственных спутников Земли *

Радионавигационная система с использованием искусственных спутников Земли (ИСЗ) состоит из *спутников, наземных средств* и *бортового оборудования* и служит для определения местонахождения кораблей или самолетов в любой точке земного шара независимо от метеоусловий, времени суток и года.

Общая схема системы приведена на рис. 25-175. Передающее устройство спутника периодически излучает сигналы, содержащие информацию о параметрах его орбиты. Наземная станция слежения *1* принимает сигналы передатчика ИСЗ, на основе которых координационно-вычислительный центр *2* вычисляет истинные параметры орбиты спутника. Эти параметры с помощью станции передачи данных орбиты *3* через определенные интервалы времени передаются на спутник (в блок памяти). Сигналы спутника принимаются также бортовым устройством *4*, установленным на корабле или самолете, и используются для определения их местоположения относительно ИСЗ.

Параметры стационарной орбиты ИСЗ могут быть определены путем измерения *одной* навигационной величины в течение некоторого интервала времени из одного наземного пункта с последующей специальной обработкой результатов измерений. Можно, например, измерить доплеровский сдвиг частоты ($F_{доп}$) сигналов передатчика ИСЗ, принимаемых в точке наблюдения *М* (рис. 25-176). При известном значении $F_{доп}$ можно вычислить наименьшее расстояние r_0 от наблюдателя до спутника и скорость спутника w_0 в момент его прохождения на расстоянии r_0. При известных значениях r_0 и w_0 могут быть определены все параметры орбиты [Л. 12].

Если приближенно принять движение спутника в точке максимального сближения *А* равномерным и прямолинейным (рис. 25-176), то текущее значение расстояния до спутника (в точке *В*) будет:

$$r = \sqrt{r_0^2 + (w_0 t)^2}, \qquad (25\text{-}168)$$

а допплеровское смещение частоты принимаемых сигналов

$$F_{доп} = -\frac{1}{\lambda}\frac{dr}{dt} = -\frac{1}{\lambda}\frac{w_0 t}{\sqrt{\left(\frac{r_0}{w_0}\right)^2 + t^2}}. \qquad (25\text{-}169)$$

Изменение частоты принимаемых сигналов во времени показано на рис. 25-177. В момент t_0, соответствующий расстоянию r_0, величина $F_{доп} = 0$ и $f_{прм} = f_{прд}$. Крутизна

* Параграф написан по зарубежным источникам.

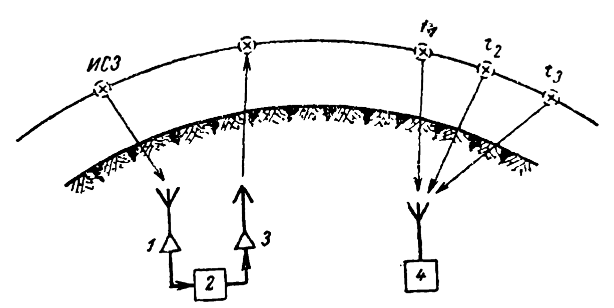


Рис. 25-175. Общая схема радионавигационной системы с использованием искусственных спутников Земли.

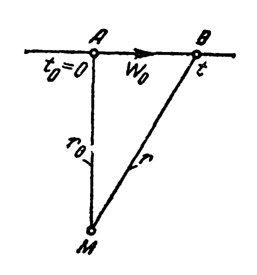


Рис. 25-176. Схема определения текущего значения расстояния до спутника.

функции $f_{прм}(t)$ в точке t_0 при условии, что $(r_0/w_0)^2 \gg t$, равна:

$$\left|\frac{df_{прм}}{dt}\right|_{t=t_0} = \frac{w_0^2}{\lambda r_0}. \quad (25\text{-}170)$$

Отсюда

$$r_0 = \frac{w_0^2}{\lambda \left|\frac{df_{прм}}{dt}\right|_{t=0}}. \quad (25\text{-}171)$$

Для нахождения w_0 необходимо измерить частоту $F_{доп}$ для нескольких (не менее двух) значений t и вычислить w_0 и r_0 из (25-169) и (25-171).

При определении местоположения корабля (самолета) по сигналам ИСЗ решается обратная задача, т. е. находится минимальное расстояние от спутника до наблюдателя при известных координатах и параметрах движения спутника (рис. 25-178). По формуле (25-171) при известном значении скорости спутника w_0 вычисляется расстояние r_0. Затем определяется минимальная горизонтальная дальность $r_{о.г} = \sqrt{r_0^2 - H^2}$, где H — высота спутника над Землей. Откладывая значение $r_{о.г}$ на перпендикуляре к проекции орбиты спутника на Земле, находим точку расположения наблюдателя (точка M).

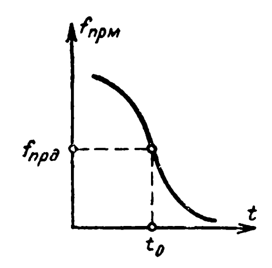


Рис. 25-177. Изменение частоты принимаемых сигналов ИСЗ во времени.

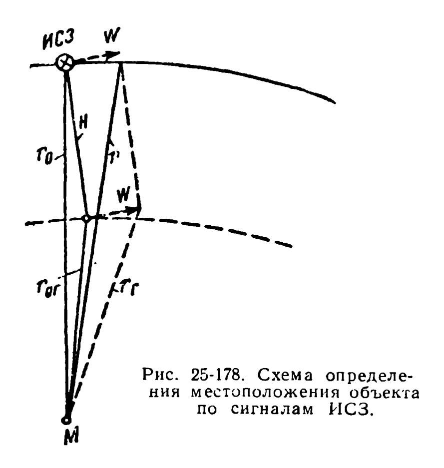


Рис. 25-178. Схема определения местоположения объекта по сигналам ИСЗ.

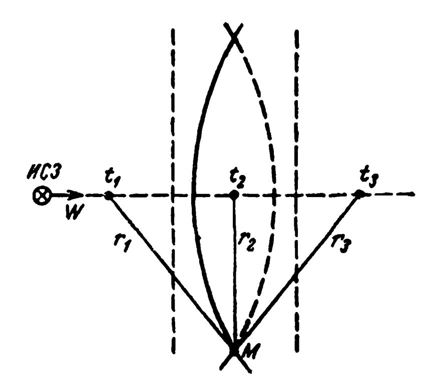


Рис. 25-179. Гиперболический метод определения положения объекта по сигналам ИСЗ.

Местоположение точки M можно определить и другими способами, например подсчетом числа биений между принимаемым сигналом $f_{прм}$ и частотой местного гетеродина $f_г$. Частота биений

$$f_б = f_г - f_{прм} = -\frac{f}{c}\frac{dr}{dt} + \delta,$$

где δ — постоянная разность частот между передатчиком и местным гетеродином. Подсчет числа биений аналогичен интегрированию в определенном промежутке времени.

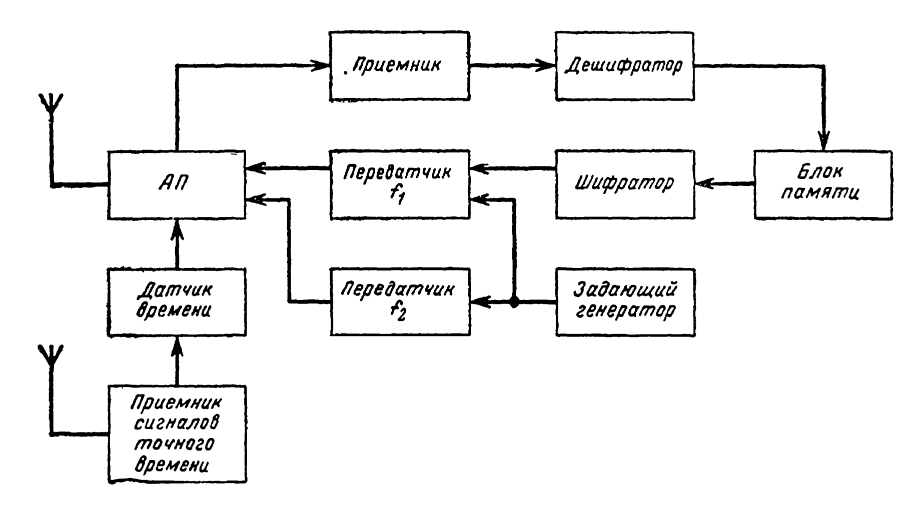


Рис. 25-180. Функциональная схема оборудования ИСЗ.

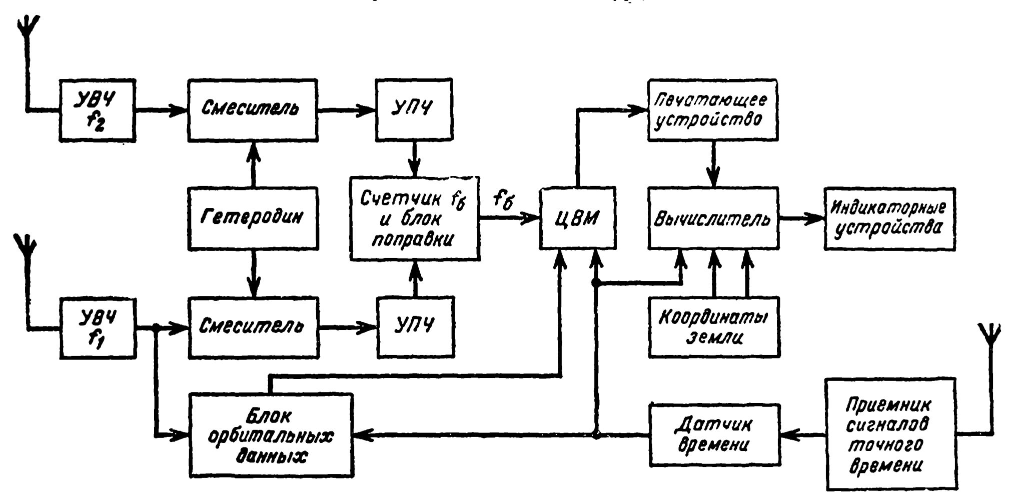


Рис. 25-181. Функциональная схема оборудования подвижного объекта при определении местоположения по сигналам ИСЗ.

Число биений за период от t_1 до t_2

$$N_б = \int_{t_1}^{t_2} f_б dt = -\frac{f}{c}\int_{t_1}^{t_2}\frac{dr}{dt}dt + $$

$$+ (t_2 - t_1)\,\delta = \frac{f}{c}(r_1 - r_2) + \Delta,$$

где $\Delta = (t_2 - t_1)\delta$, r_1 и r_2 — расстояния от наблюдателя до ИСЗ в моменты времени t_1 и t_2.

Таким образом, величина $N_б$ определяет разность расстояний от двух известных точек до точки M. Поверхностью положения будет гиперболоид с фокусами в указанных двух точках. Определив разность расстояний в моменты t_2 и t_3, можно получить второй гиперболоид. Следы двух гиперболоидов на плоскости, проходящей через точку M и точки расположения ИСЗ, образуют две пересекающиеся в точке M гиперболы (рис. 25-179).

Если величина δ неизвестна, то можно использовать измерения за три интервала времени и получить три гиперболы с известными фокусами, а затем подбирать значение δ до тех пор, пока все гиперболы не пересекутся в одной точке земной поверхности. Временны́е интервалы t_1—f_2 и t_2—t_3 составляют примерно 1—2 *мин*, поэтому при измерениях необходимо вносить поправки на собственное движение наблюдателя (точки M).

Упрощенная функциональная схема оборудования ИСЗ (рис. 25-180). Параметры орбиты, определяемые наземными станциями, передаются на спутник 2 раза в сутки. Переключение оборудования ИСЗ для приема сигналов

наземной станции производится с помощью переключателя «прием — передача» по программе. Для точного отсчета времени используется приемник сигналов точного времени. Сигналы наземных станций расшифровываются в дешифраторе, и параметры орбиты запоминаются в блоке памяти. Напряжения, соответствующие параметрам орбиты, поступают в шифратор, который модулирует высокочастотные колебания передатчика, работающего на частоте $f_1 (f_1 \approx \approx 200$ *Мгц*). Второй передатчик, работающий на частоте $f_2 (f_2 \approx 100$ *Мгц*), излучает немодулированные колебания. Сравнение двух сигналов ИСЗ с разными частотами в приемном устройстве наблюдателя позволяет практически исключить ошибку измерения $f_д$, вызываемую ионосферной рефракцией радиоволн. Данные об орбите передаются со спутника с интервалом в 2 *мин*. Стабильность частоты передатчиков очень высока (изменение частоты за 15 *мин* не превышает $5 \cdot 10^{-9}$ от среднего значения).

Упрощенная функциональная схема оборудования подвижного объекта (рис. 25-181). В состав оборудования входят приемники сигналов спутника точного времени. Для выделения частоты биений сигналы спутника смешиваются с частотой местного гетеродина, относительный уход частоты которого за время прохождения спутника (15 *мин*) не должен превышать величины 10^{-9}. Измерение частоты биений и введение поправки на влияние ионосферы производится в счетчике частоты $f_б$ и блоке поправки, с выхода которого истинная частота биений в виде двоичного кода поступает в ЦВМ. Сигналы, характеризующие параметры орбиты, выделяются в блоке орбитальных данных и также поступают в виде двоичного кода в ЦВМ. После обработки в ЦВМ число биений и данные орбиты фиксируются на ленте печатающего устройства в цифровом виде.

На основе полученных данных с помощью вычислителя определяются координаты ИСЗ и затем местоположение объекта в земной системе координат. Окончательные результаты представляются на соответствующих индикаторах, например, в виде значений широты и долготы объекта или в виде светящейся точки на специальном планшете штурмана.

Ошибка определения местоположения объекта зависит в основном от точности определения параметров орбиты и может не превышать 1 *км*. Учет несимметрии земного шара позволит уменьшить величину ошибки примерно в 2—3 раза, но потребует усложнения аппаратуры системы.

При наличии на орбите четырех спутников средний интервал между определениями местонахождения составляет 110 *мин*. В промежуточных точках этого интервала должны использоваться другие навигационные системы (например, инерциальные системы счисления пути).

Системы посадки и управления воздушным движением

Системы посадки и управления с помощью соответствующих технических средств осуществляют: 1) привод летательных аппаратов в район посадки; 2) управление воздушным движением в районе посадки; 3) посадку и организацию движения по летному полю.

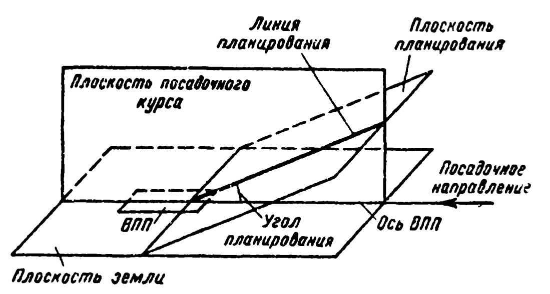


Рис. 25-182. Схема образования линии планирования.

Средства привода должны обеспечивать непрерывное указание экипажу направления на аэродром и оставшегося расстояния до него с дальности порядка 250 *км*.

Средства управления воздушным движением должны обеспечивать создание зон ожидания в районе посадки, управление движением отдельных летательных аппаратов с целью предупреждения столкновений, информацию экипажа об особенностях захода на посадку и выполнения посадки и т. п. Дальность действия средств управления должна быть порядка 150 *км*.

Средства, позволяющие осуществить посадку, должны указывать экипажу (рис. 25-182) плоскость посадочного курса, плоскость планирования и расстояние до оптимальной точки приземления на взлетно-посадочной полосе (ВПП).

Требуемая точность посадки достигается при ширине зоны курса, равной примерно 1° и зоны планирования — 0,5°.

Указание величины отклонения летательного аппарата от плоскости посадочного курса должно производиться непрерывно до момента приземления, начиная с дальности 70—80 *км*, и от плоскости планирования — с дальности 25—30 *км* от начала ВПП.

Положение линии планирования должно быть стабилизировано по вертикали и горизонтали с точностью ±0,25°. Чувствительность аппаратуры должна обеспечивать индикацию смещения летательного аппарата от заданной линии планирования на 0,25° влево или вправо и на 0,1° вверх или вниз.

Средства организации движения по летному полю должны обеспечивать раздельное наблюдение самолетов на летном поле и передачу им указаний о направлениях и порядке движения.

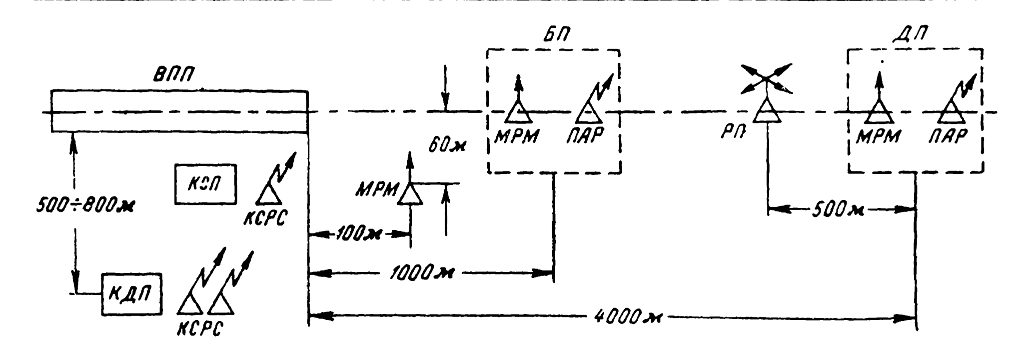


Рис. 25-183. Схема размещения наземного оборудования упрощенной системы посадки. *БП* — ближний приводной пункт; *ДП* — дальний приводной пункт; *РП* — радиопеленгатор.

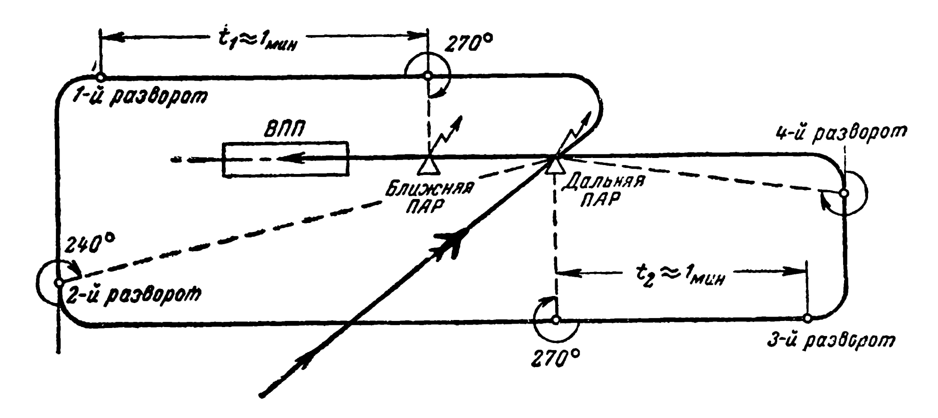


Рис. 25-184. Схема построения большой «коробочки» при заходе на посадку.

В настоящее время применяют три типа систем посадки: упрощенную, радиомаячную и радиолокационную.

Упрощенная система посадки. Наземное оборудование системы включает две приводные аэродромные радиостанции (ПАР), два или три маркерных радиомаяка (МРМ), КВ (или УКВ) радиопеленгатор, связные командо-стартовые радиостанции (КСРС) и светотехническое оборудование. Схема размещения наземного оборудования приведена на рис. 25-183.

В составе бортового оборудования используются связная радиостанция, автоматический радиокомпас (АРК), радиовысотомер малых высот, радиоприемник сигналов маркерных радиомаяков (МРП) и пилотажно-навигационные приборы (компас, авиагоризонт, часы и т. д.). Управление работой системы осуществляют с командо-диспетчерского (КДП) или командо-стартового пункта (КСП).

Экипаж самолета, подходящего к аэродрому, устанавливает двустороннюю радиосвязь с руководителем полетов и, получив разрешение на посадку на данном аэродроме, сообщает ему о своем местоположении, высоте полета, количестве оставшегося горючего и т. п. Руководитель полетов информирует экипаж об условиях посадки (курс, высота полета в районе аэродрома, метеоусловия и т. п.).

Привод самолетов осуществляют на дальнюю приводную радиостанцию с помощью АРК.

Расчет на посадку производят различными способами. Наиболее точным, хотя и наиболее длительным, способом захода на посадку является построение большой «коробочки» (рис. 25-184). Момент пролета над дальней ПАР фиксируется по сигналам маркерного маяка (два тире в секунду) и повороту стрелки АРК на 180°.

После пролета дальней ПАР экипаж выводит самолет на заданный посадочный курс и летит параллельно ВПП. АРК переключается на волну ближней ПАР. После пролета траверсы ближней ПАР (курсовой угол радиостанции — 270°) экипаж продолжает полет тем же курсом в течение примерно 1 *мин*, после чего производит разворот на 90° и переключает АРК на волну дальней ПАР. Когда КУР дальней ПАР станет равным 240°, производится второй разворот на 90° и продолжается полет по новому курсу. При прохождении траверсы дальней ПАР (КУР равен 270°) фиксируется время и примерно через одну минуту производится третий разворот на 90°, после чего полет продолжается до установления

КУР дальней ПАР, равного 290°. В этот момент производится четвертый разворот, после которого самолет выходит на курс посадки. С этим курсом производится полет на дальнюю ПАР и пробивание облачности. Правильность курса можно проверить, переключая АРК на ближнюю ПАР; при этом стрелка АРК должна оставаться на нуле. К дальней ПАР самолет должен подойти на

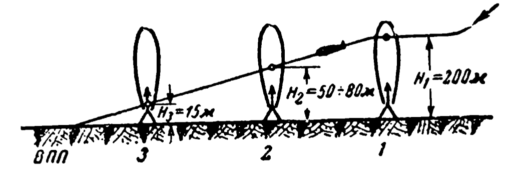


Рис. 25-185. Схема использования маркерных радиомаяков при снижении самолета.

1 — дальний МРМ; *2* — ближний МРМ; *3* — пограничный МРМ.

высоте $H_1 \approx 200$ *м*, что контролируется с помощью радиовысотомера. После этого АРК переключается на волну ближней ПАР и продолжается дальнейшее снижение. В момент пролета ближней ПАР (сигналы ближнего МРМ — шесть точек в секунду) высота должна быть равна $H_2 \approx 50 \div 80$ *м* (рис. 25-185). Дальнейшее снижение осуществляется с помощью визуальной ориентировки по наземному светотехническому оборудованию системы. Над пограничным маркерным радиомаяком (если он установлен) самолет должен пролететь на высоте $H_3 \approx \approx 15$ *м*.

Наземный радиопеленгатор служит для контроля положения самолетов относительно аэродрома и может обеспечить расчет захода на посадку, например, при выходе из строя АРК. В последнем случае экипаж управляет самолетом по командам с земли.

Упрощенная система посадки может использоваться при наличии горизонтальной видимости не менее 500—1000 *м* и высоте нижней кромки облаков не менее 60 *м*. Пропускная способность системы — 15—20 самолетов в час. Контроль и управление движением самолетов во внешней зоне, в районе аэродрома и при посадке система не обеспечивает, что является ее существенным недостатком, так как не гарантируется безопасность полета при наличии большого количества самолетов в воздухе. Преимуществом упрощенной системы является простота оборудования, дающая возможность применять ее для любых типов самолетов и аэродромов.

Радиомаячная система посадки позволяет производить посадку в более сложных метеоусловиях, по сравнению с упрощенной системой (высота нижней кромки облаков до 30 *м* и горизонтальная видимость до 400 *м*).

В состав радиомаячной системы входит оборудование упрощенной системы и дополнительно включается диспетчерское и радиомаячное оборудование.

Диспетчерское оборудование состоит из обзорного и диспетчерского радиолокаторов, УКВ радиопеленгаторов, специальных вычислительных устройств и средств командной радиосвязи. С его помощью осуществляют наблюдение за воздушной обстановкой в районе аэродрома и на летном поле.

Наблюдение за воздушной обстановкой в радиусе 200—250 *км* производится с помощью обзорного радиолокатора. Диспетчерский радиолокатор обеспечивает наблюдение и управление движением самолетов в радиусе порядка 150 *км* и на летном поле. Автоматический УКВ радиопеленгатор служит для опознавания отдельных самолетов и групп, прибывающих в район аэродрома, а также для определения их азимута на расстоянии 100—150 *км*. Опознавание производят путем пеленгации бортовой УКВ радиостанции радиопеленгатором и определения дальности до нее по индикатору обзорного или диспетчерского радиолокатора (на который обычно передается от радиопеленгатора отметка пеленга).

Вычислительные устройства используют для обработки информации о прибывающих и находящихся в районе аэродрома самолетах; на этой основе производят определение порядка посадки и движения самолетов. Средства командной радиосвязи состоят из нескольких КВ и УКВ радиостанций, каждая из которых обслуживает полеты в заданной зоне. Управление системой производится с КДП, на котором устанавливают выносные индикаторы радиолокаторов и радиопеленгатора, а также средства дистанционного управления радиостанциями.

Радиомаячное оборудование состоит из курсового и глиссадного радиомаяков, устанавливаемых на Земле, и соответствующих бортовых радиоприемников и служит для указания экипажу линии планирования при посадке (в состав радиомаячного оборудования могут быть включены и маркерные радиомаяки, входящие в упрощенную систему посадки).

Курсовой радиомаяк, создающий равносигнальную плоскость, совпадающую с вертикальной плоскостью посадочного курса, устанавливают позади ВПП на продолжении ее оси.

Глиссадный радиомаяк предназначен для указания экипажу плоскости планирования, с которой совпадает создаваемая радиомаяком равносигнальная плоскость; его устанавливают обычно слева от ВПП на расстоянии 100—150 *м* от ее оси (так, чтобы антенна маяка не мешала посадке) примерно на траверсе оптимальной точки приземления. Известны глиссадные радиомаяки с невыступающими антеннами, устанавливаемые непосредственно на оси ВПП.

Принцип работы и функциональная схема курсового и глиссадного радиомаяков и бортовых приемных устройств могут быть

идентичны и соответствовать рассмотренным ранее (см. рис. 25-156).

Радиомаячная система посадки обеспечивает снижение до высоты порядка 15—20 *м*. Дальнейшее снижение проводят на основании визуальных наблюдений ВПП (с помощью светотехнической аппаратуры). Вывод самолета в районе аэродрома и выполнение захода на посадку осуществляется с использованием средств упрощенной системы посадки, а также обзорного и диспетчерского радиолокаторов. В процессе захода на посадку руководитель полетов дает экипажу указание на установление связи по каналу посадки и сообщает условия посадки. Вход самолета в зону курсового радиомаяка должен выполняться таким образом, чтобы индикаторы курсового приемника, радиокомпаса и гирополукомпаса одновременно показывали нулевое значение. При правильном заходе полет после этого продолжается до момента входа в зону глиссадного маяка, после чего контролируется правильность выполнения посадки по индикаторам курсового и глиссадного приемника. После выполнения посадки руководитель полетов дает экипажу указания о направлении и порядке движения к месту стоянки.

Пропускная способность радиомаячной системы примерно 30 самолетов в час. Ответственность за правильное выполнение посадки при исправной работе наземного оборудования ложится в основном на экипаж самолета.

Выходные сигналы курсового и глиссадного радиоприемников, пропорциональные угловым отклонениям центра тяжести летательного аппарата от линии планирования, могут быть использованы в качестве сигналов рассогласования при автоматизации процесса посадки.

Радиолокационная система посадки. В состав системы входит оборудование упрощенной системы посадки, диспетчерское оборудование (такое же, как и в радиомаячной системе) и посадочный радиолокатор.

При выполнении посадки положение самолета относительно линии планирования и ВПП определяется с помощью посадочного радиолокатора, операторы которого определяют требуемый маневр самолета и передают команды управления экипажу по радиотелефонному каналу.

Посадочный радиолокатор работает в сантиметровом диапазоне волн и позволяет определить азимут, угол места и расстояние до самолета.

Азимут отсчитывается относительно оси ВПП, угол места — относительно линии горизонта, дальность — относительно оптимальной точки приземления. Система позволяет производить посадку в таких же метеоусловиях, что и радиомаячная. Снижение с помощью посадочного радиолокатора осуществляется до высоты порядка 20—30 *м*, после чего требуется визуальная ориентировка. Пропускная способность системы 15—20 самолетов в час. Она может быть повышена при автоматизации в радиолокаторе процессов съема координат самолета и передачи команд управления.

При определенных условиях для выполнения посадки могут быть использованы активные или пассивные бортовые РЛС, обеспечивающие возможность наблюдения на экране индикатора изображения ВПП.

25-10. РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИЯ

Все физические тела, температура которых отлична от абсолютного нуля, создают естественное тепловое радиоизлучение, обусловленное электродинамическими процессами в атомах и молекулах вещества, из которого состоит тело. Это излучение занимает широкий спектр частот, заключенный в пределах от инфракрасного до сантиметрового диапазона. В дальнейшем для краткости такое излучение будет называться радиотепловым излучением. Поскольку интенсивность такого излучения определенным образом зависит от температуры объекта и некоторых других его параметров, появляется возможность судить об этих параметрах объекта на основании анализа создаваемого им *радиотеплового излучения*.

Область радиоэлектроники, занимающаяся обнаружением объектов и измерением их угловых координат путем приема электромагнитного излучения этих объектов, называется радиотеплолокацией[1] (РТЛ).

В радиотеплолокации для обнаружения объектов используется прием их естественного радиотеплового излучения в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. В этом заключается одно из принципиальных отличий радиотеплолокации от активной локации, основанной на применении искусственно генерируемых радиоизлучений.

В радиотеплолокации переносчиками информации являются *радиотепловые* сигналы, которые обладают следующими специфическими особенностями: широкополосностью, отсутствием регулярных составляющих и очень низкой спектральной плотностью. Поэтому для приема радиотепловых сигналов приходится применять специальные широкополосные радиоприемные устройства с низкочастотными интегрирующими фильтрами. Такие радиоприемные устройства получили название *радиометров*.

По мере продвижения РТЛ в область субмиллиметровых волн радиотеплолокационные средства будут иметь большее сходство с инфракрасной техникой, чем с РЛС в их современном виде (см. разд. 28).

Применение радиотеплолокации. Радиотеплолокация занимает промежуточное положение между активной радиолокацией и инфракрасной техникой (ИК-техника). Поэтому и области применения радиотеплоло-

[1] В технической литературе для обозначения радиотеплолокации используются также термины: «пассивная радиолокация», «тепловая пассивная радиолокация» и «радиометрия».

кации в основном совпадают с областями применения радиолокации и ИК-техники.

К главным областям применения РТЛ относятся: обнаружение и определение координат наземных, надводных, подводных, воздушных и космических объектов; решение задач морской и воздушно-космической навигации; физические исследования веществ и материалов.

Специфические особенности радиотеплолокации позволяет решать, например, такие задачи, которые принципиально неразрешимы средствами радиолокации и ИК-техники: всепогодная астронавигация; всепогодное обнаружение источников тепловой энергии; неконтактное измерение распределения температур объектов и исследование их внутренней структуры. Использование методов радиотеплолокации может оказаться плодотворным в системах скрытой связи и в системах сигнализации охраняемых территорий.

В ряде других случаев, в принципе допускающих использование радиолокационных и ИК-средств, из-за преимуществ радиотеплолокации ее применение оказывается предпочтительным. Так, для некоторых военных применений весьма ценно сочетание абсолютной скрытности со всепогодностью, а для народнохозяйственных применений важны относительная дешевизна и надежность радиотеплолокационной аппаратуры.

Из средств радиотеплолокации наиболее широкое применение получили радиоастронавигационные приборы — радиосекстанты. Кроме радиосекстантов промышленностью ряда зарубежных стран выпускаются самолетные радиотеплолокаторы обзора земной поверхности.

25-11. РАДИОТЕПЛОВЫЕ СИГНАЛЫ

Физическая сущность теплового излучения заключается в преобразовании внутренней тепловой энергии излучающего тела в энергию электромагнитного поля, распространяющегося за пределы излучающего тела. Это преобразование выполняется множеством элементарных осцилляторов, возбуждаемых тепловым движением микроскопических частиц вещества. (Такими осцилляторами могут быть атомы, заряженные частицы — электроны и ионы, а также молекулы, обладающие свойством электрической или магнитной полярности.)

В естественных условиях подобные излучения возникают в атмосфере и покровах Земли и планет; мощными источниками излучений являются Солнце и космические образования, ионизированные облака и т. д.

Основные законы и понятия, связанные с излучением, для радиодиапазона и инфракрасного диапазона волн совпадают (см. § 28-2 Справочника). Поэтому ниже приводятся только некоторые из них, обладающие специфическими особенностями в радиодиапазоне.

Формула Релея-Джинса и кажущаяся температура тела

Важнейшим законом теплового радиоизлучения является закон, выражающий связь спектральной плотности излучения абсолютно черного тела (АЧТ) с температурой и длиной волны, выражаемый формулой Планка [Л. 13]. Для большинства энергетических расчетов в радиотеплолокации используют приближенную формулу Релея-Джинса

$$R_{АЧТ}(f, T) = \frac{2\pi f^2}{c^2} kT = \frac{2\pi kT}{\lambda^2} \text{ [вт/м}^2\cdot\text{гц]}, \qquad (25\text{-}172)$$

где $R_{АЧТ}$ (f, T) — плотность излучения абсолютно черного тела на частоте f при заданной температуре; f — частота *гц*; $c=3\cdot10^8$ *м·сек* — скорость распространения электромагнитных волн; $k=1{,}38\cdot10^{-23}$ *дж/град* — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, °K; λ — длина волны, *м*.

Излучение реальных тел в большинстве случаев значительно отличается от излучения АЧТ как интенсивностью, так и пространственным распределением и спектральной плотностью. Спектральная плотность радиоизлучения, как известно, зависит от длины волны. Однако в пределах полосы пропускания измерительного устройства ее можно считать практически постоянной. Это дает возможность пользоваться представлениями теории теплового излучения и характеризовать интенсивность радиоизлучения температурой.

Для характеристики интенсивности излучения реальных тел применяется понятие яркостной температуры, определяемой как температура АЧТ, имеющего на данной частоте в данном направлении такую же яркость, как и рассматриваемый источник.

Формула Релея-Джинса и приведенное выше определение излучательной способности объектов позволяют характеризовать мощность, излучаемую объектом, с помощью температуры эквивалентного по излучению АЧТ. Эта условная температура объекта называется **эквивалентной температурой** $T_э$ и определяется произведением его абсолютной температуры T на излучательную способность ε, т. е.

$$T_э = \varepsilon T.$$

Полное излучение реальных объектов определяется не только их собственным излучением, но и наличием «подсветки», создаваемой рядом «подсвечивающих» излучателей. Для радиотеплолокации наиболее характерен случай, когда подсветка создается одновременно сплошной средой (атмосферой, космическим фоном) и рядом источников с малыми угловыми размерами (Солнце, Луна и пр.).

Таким образом, результирующее полное излучение реальных объектов обусловлива-

ется собственным излучением объекта и отражением этим объектом энергии, падающей на него из внешней среды. Эту суммарную излучаемую энергию можно также приравнять к энергии излучения АЧТ, имеющего меньшую «кажущуюся температуру», равную

$$T_{\text{каж}} = T_э + T_{э.ср}\,\chi, \qquad (25\text{-}173)$$

$T_{э.ср}$ — эквивалентная температура внешней среды;

χ — отражательная способность объекта.

Аналитическое выражение для кажущейся температуры достаточно сложно [Л. 13] и зависит как от яркостной температуры, так и от целого ряда других факторов (характер поверхности излучателя — гладкая или шероховатая, степень поглощения среды, угол визирования и т. п.), строгий учет которых весьма затруднителен. Достаточно полные характеристики кажущихся температур различных объектов получены экспериментальным путем в ряде работ.

Например, кажущиеся температуры земных покровов и некоторых наземных объектов на волне 8,6 *мм* определяются следующими значениями [Л. 13]:

Здания	230—250° К
Металлические конструкции	50° К
Реки, озера	170—200° К
Почвы и растительность . .	260—275° К
Лесные массивы	270—285° К

Возможность обнаружения объектов определяется наличием между ними температурного контраста, под которым понимается разность кажущихся температур объектов. При наличии температурного контраста объекты различаются по интенсивности поступающих от них излучений.

Радиотепловые сигналы

Тепловое радиоизлучение является результатом возбуждения очень большого числа элементарных осцилляторов, причем момент и интенсивность возбуждения каждого осциллятора зависят от многих случайных факторов. Вследствие этого радиотепловое излучение является случайным процессом.

Радиотепловые сигналы являются реализациями этого случайного процесса. Наиболее характерные особенности их состоят в отсутствии регулярных составляющих и очень низкой спектральной плотности (по сравнению, например, с радиотепловым излучением в ИК-диапазоне), как правило, равномерной в пределах полосы пропускания приемного устройства. Такие сигналы могут быть записаны в виде

$$u(t) = U(t)\sin[\omega_0 t + \Phi(t)], \qquad (25\text{-}174)$$

где $U(t)$ — огибающая сигнала; $\Phi(t)$ — фаза сигнала; $2\pi f_0 = \omega_0$ — угловая частота, соответствующая центру полосы частот Δf, в которой наблюдается радиотепловой сигнал.

Соотношение (25-174) справедливо в предположении, что полоса частот, занимаемая сигналом, $\Delta f \ll \omega_0/2\pi$.

Так же как и спектральную плотность излучения, спектральную плотность радиотепловых сигналов удобно выражать в условных температурных единицах. Если частотная характеристика антенно-фидерного тракта в пределах полосы пропускания приемника равномерна, спектральная плотность сигнала на выходе антенного фидера может быть записана в виде

$$G_c(\omega) = kT_a, \qquad (25\text{-}175)$$

где $G_c(\omega)$ — спектральная плотность сигнала на выходе антенного фидера; k — постоянная Больцмана; T_a — температура антенны, зависящая от кажущейся температуры и размеров излучателя, эффективности антенного устройства и взаимного расположения излучателя и антенны.

Мощность радиотеплового сигнала в полосе частот Δf равна:

$$P_c = G_c(\omega)\Delta f = kT_a\,\Delta f. \qquad (25\text{-}176)$$

Важными характеристиками радиотепловых сигналов являются их длительность и форма. Для обзорных радиотеплолокаторов характерна форма сигнала, повторяющая форму диаграммы направленности антенны РТЛ. В этом случае длительность сигнала определяется выражением

$$t_c = \frac{\Delta\theta}{\Omega_c + \Omega_ц}, \qquad (25\text{-}177)$$

где $\Delta\theta$ — угловой размер диаграммы направленности антенны РТЛ в направлении сканирования; $\Omega_ц$ — угловая скорость относительного движения цели в направлении сканирования; Ω_c — угловая скорость сканирования антенны при обзоре.

Более общим является понятие *эффективной длительности* сигнала, под которой понимается длительность сигнала прямоугольной формы с энергией, равной энергии сигнального импульса рассматриваемого вида, при условии равенства их пиковых мощностей

$$t_c = \int_{-\infty}^{\infty} M(t)\,dt, \qquad (25\text{-}178)$$

Здесь

$$M(t) = \frac{T_a(t)}{T_{a.макс}}, \quad M(t) \leqslant 1$$

— функция, отображающая изменение спектральной плотности сигнала во времени, именуемая в дальнейшем сигнальной функцией.

Основные виды сигнальных функций

1. Прямоугольная сигнальная функция

$$M_п(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < t_c; \\ 0 & t < 0;\ t > t_c. \end{cases} \qquad (25\text{-}179)$$

Прямоугольная сигнальная функция — идеализированная функция, применяемая при теоретических исследованиях, связанных с обнаружением радиотепловых сигналов на фоне шумов, и анализе чувствительности радиометрических приемных устройств

2. Гауссова сигнальная функция

$$M_Г(t) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{t_c}\right)^2\right]. \quad (25\text{-}180)$$

Этой функцией удобно аппроксимировать форму сигналов обзорных РТЛ, работающих по малоразмерным целям.

3. Квазигармоническая сигнальная функция

$$M_c(t) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{t_c}\right)^2\right] \times \left[\frac{1+\sin(\omega_c t+\varphi_c)}{2}\right]. \quad (25\text{-}181)$$

Сигналы такого вида получаются при использовании двухканальных (интерферометрических) РТЛ; сигнальная функция этого вида отличается от всех прочих наличием двух информативных параметров — частоты и фазы заполнения.

4. Случайные сигнальные функции. Подобными функциями описываются, например, сигналы следящих РТЛ, характер изменения мощности которых зависит от параметров системы автоматического сопровождения РТЛ и от того, каким образом движется цель относительно РТЛ.

Сигнальные функции такого вида могут быть охарактеризованы только статистически — посредством их функции автокорреляции или энергетических спектров.

Важная характеристика радиотепловых сигналов — их энергия. С учетом приведенного ранее определения эффективной длительности сигнала выражение для энергии может быть записано в виде

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} P_c(t)\,dt = \int_{-\infty}^{\infty} T_a\Delta f M(t)\,dt = T_a\Delta f t_c. \quad (25\text{-}182)$$

Здесь Δf — полоса пропускания приемного устройства, в которой оценивается энергия сигнала.

25-12. ПРИЕМ РАДИОТЕПЛОВЫХ СИГНАЛОВ

Широкополосность радиотепловых сигналов и случайный характер изменения амплитуды, частоты и фазы во времени обусловливают специфичность методов обнаружения и обработки таких сигналов. Выделение слабого радиотеплового сигнала на фоне шумов приемного устройства затрудняется тем, что тепловое радиоизлучение по своей структуре и статистическим свойствам аналогично собственным шумам приемника.

Приемник обычной РЛС при обнаружении заранее известного сигнала будет реализовывать оптимальный прием в том случае, если он производит над принятым сигналом операцию по определению меры взаимной корреляции $q(\tau)$ между переданным сигналом $u_c(t)$ и принятым при наличии шума $u_ш(t)$ сигналом $x(t)=u_c(t-\tau)+u_ш(t)$, т. е.

$$q(\tau) = \int_T x(t)\,u_c(t-\tau)\,dt. \quad (25\text{-}183)$$

Поскольку приемник в этом случае располагает копией $u_c(t)$, то операция получения $q(\tau)$ производится с помощью оптимального фильтра. Располагая функцией $q(\tau)$, можно определить дальность до цели при $\tau=0$.

В случае приема теплового радиоизлучения сигнал $u_c(t)$ неизвестен, т. е. приемник не располагает копией $u_c(t)$. В теории обнаружения шумового сигнала на фоне случайных шумов показывается, что для реализации оптимальной обработки таких сигналов могут применяться либо корреляционный приемник с двумя независимыми каналами приема, либо одноканальный приемник, осуществляющий квадратичное детектирование с последующей компенсацией постоянной составляющей мешающих шумов на выходе. У такого приемника напряжение на выходе пропорционально интегралу квадрата мгновенных величин огибающей входного сигнала за время его наблюдения

$$U_{вых} = k\int_0^t U^2(t)\,dt. \quad (25\text{-}184)$$

Радиоприемные устройства, применяемые в радиотеплолокации и предназначенные для регистрации радиотепловых сигналов, называют обычно радиометрами.

Основным требованием, предъявляемым к радиометрам, является получение минимальных флуктуаций на выходе, обусловленных собственными шумами входных каскадов и нестабильностью коэффициента усиления (при этом коэффициент усиления, а также постоянная времени выходного устройства радиометра полагаются заданными).

Стабильность работы радиометра определяется степенью постоянства коэффициента шума, полосы пропускания приемника, а также его коэффициента усиления. Первые два параметра изменяются медленно, и их влияние может быть учтено при обработке результатов измерения. Изменение же коэффициента усиления простым способом учесть не удается. С учетом изменений коэффициента усиления выражение для чувствительности радиометрического приемника [см. формулу (25-192)] принимает вид:

$$\delta T = bT_ш\sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}+\left(\frac{\Delta K_м}{K_м}\right)^2}. \quad (25\text{-}185)$$

Здесь: b — коэффициент, зависящий от типа радиометра; $T_ш$ — шумовая температура радиометра; Δf и ΔF — полосы пропускания в.ч и н.ч частей приемника; $\Delta K_м$ — эффективное значение изменений коэффициента усиления по мощности каскадов до детектора; $K_м$ — среднее значение коэффициента усиления по мощности до детектора. В приведенном выражении определяющую роль играет член $(\Delta K_м/K_м)^2$. Поэтому во всех типах радиометров стабилизации коэффициента усиления придается первостепенное значение.

Радиометрические приемники

Компенсационный радиометр. Функциональная схема такого радиометра (рис. 25-186) полностью повторяет схему оптимального обнаружителя. Основной частью компенсационного радиометра является высокочувствительный приемник с достаточно широкой полосой пропускания, в котором после детектора включен компенсационный каскад, представляющий собой мостовую двуплечную схему. На одно плечо этой схемы подается напряжение с выхода детектора приемника, а на другое — от источника постоянного напряжения. Сопротивление во втором плече подбирается так, чтобы свести к нулю напряжение в диагонали моста, обусловленное шумом приемника. В диагональ моста включаются регистрирующий индикатор и фильтр. При воздействии сигнала баланс моста нарушается, что регистрируется индикатором.

Рис. 25-186. Функциональная схема компенсационного радиометра.

Существенными преимуществами компенсационного радиометра являются высокая чувствительность и простота. Тем не менее радиометры такого типа не получили широкого распространения из-за невозможности полной компенсации постоянной составляющей шумов, связанной с нестабильностями коэффициента усиления.

Действительно, в связи с одинаковостью спектров полезного сигнала и собственного шума приемника в компенсационном радиометре не удается применить какую-либо селекцию сигнала от шума. Шум проходит на выход радиометра, как и полезный сигнал, и исключается лишь с помощью компенсации равным ему постоянным напряжением. При изменениях коэффициента усиления и коэффициента шума компенсация нарушается. Это вызывает появление на выходе радиометра паразитного сигнала, регистрируемого выходным прибором так же, как и полезный сигнал. Величина паразитного сигнала прямо пропорциональна изменению коэффициента усиления и полной шумовой температуре. Для исключения этого явления необходимо обеспечить чрезвычайно высокую стабильность коэффициента усиления, что является весьма сложной задачей.

Корреляционный радиометр. Выше уже отмечалось, что, поскольку приемник не располагает копией сигнала $u_c(t)$, осуществление оптимальной операции оказывается невозможным. Однако если производить прием по двум каналам с независимыми шумами $u_{ш1}(t)$ и $u_{ш2}(t)$, то в результате будем иметь два сигнала:

$$u_1(t) = u_c(t-\tau_0) + u_{ш1}(t); \quad (25\text{-}186)$$

$$u_2(t) = u_c(t-\tau_0) + u_{ш2}(t). \quad (25\text{-}187)$$

Здесь $\tau_0 = r/c$ — время «запаздывания», т. е. время прохождения тепловым радиоизлучением расстояния r между объектом и местом приема, c — скорость света.

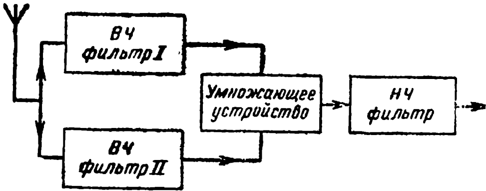


Рис. 25-187. Функциональная схема корреляционного радиометра.

Одно из двух колебаний (25-186), (25-187) можно использовать в качестве копии $u_c(t)$ для проведения операции типа (25-183)

$$q = \int u_1(t)\, u_2(t)\, dt. \quad (25\text{-}188)$$

Радиометры, построенные на принципе использования этой операции, называются корреляционными. Заметим, что из соотношения (25-188) следует, что с помощью радиотеплолокатора невозможно осуществить непосредственное измерение дальности до объекта, поскольку результат операции (25-188) не зависит от τ. Это является серьезным принципиальным недостатком радиотеплолокации.

Функциональная схема корреляционного радиометра представлена на рис. 25-187. Как следует из этой схемы, корреляционный радиометр содержит два высокочастотных фильтра I и II, выходные напряжения которых после детектирования перемножаются и поступают на фильтр нижних частот. Схе-

ма умножения и фильтр образуют коррелятор.

При условии, что ВЧ фильтры идентичны, а собственные шумы каналов независимы, напряжение на выходе умножающего устройства $u_у(t)$ будет равно:

$$u_у(t) = [u_{ш1}(t) + u_с(t)]\,[u_{ш2}(t) + u_с(t)] = \\ = u_с^2(t) + u_с(t)\left[u_{ш1}(t) + u_{ш2}(t) + \right. \\ \left. + u_{ш1}(t)\,u_{ш2}(t)\right]. \qquad (25\text{-}189)$$

Как следует из правой части выражения (25-189), вследствие того что шумы двух каналов приемника являются некоррелированными, а напряжения сигнала в этих каналах сильно коррелированы, выходное напряжение системы будет содержать постоянную составляющую, пропорциональную квадрату напряжения сигнала, и относительно небольшую флуктуационную составляющую, соответствующую собственным шумам приемного тракта. Таким образом, в рассматриваемом методе существенно ослабляется влияние на регистрируемый сигнал изменений параметров радиометра и шумов приемного тракта, являющихся некоррелированными. Полученные составляющие интегрируются фильтром низких частот с очень узкой полосой пропускания и подаются на усилитель постоянного тока и далее — на индикаторное устройство.

Для успешной работы корреляционного радиометра необходима полная идентичность обоих каналов и их совершенная развязка, что заставляет в ряде случаев применять в первом и втором каналах отдельные разнесенные антенны. В случае применения супергетеродинных приемников их гетеродины должны быть синхронизированы. (При использовании общего гетеродина его собственный шум попадает в оба приемных канала и воспринимается коррелятором как сигнал). Все это существенно усложняет конструкцию.

Существенным недостатком корреляционного радиометра является влияние неидентичности фазочастотных характеристик на отношение сигнал/шум. Флуктуации этих характеристик приводят к возникновению на выходе приемника дополнительных флуктуаций, аналогичных флуктуациям, вызываемым нестабильностью коэффициента усиления. Например, при относительном фазовом сдвиге в каналах, равном $\pi/4$, сигнал на выходе умножителя становится тождественно равным нулю. Кроме того, такой радиометр обладает меньшей надежностью, чем радиометры других типов, поскольку его работоспособность нарушается при неисправности любого из каналов.

Из-за перечисленных недостатков корреляционные радиометры не получили широкого распространения в одноканальных РТЛ, предназначенных для обнаружения и измерения интенсивности радиотепловых сигналов. С другой стороны, в многоканальных РТЛ, предназначенных для точного определения координат целей, корреляционные радиометры являются незаменимыми.

Модуляционный радиометр. Широкое применение в радиотеплолокации находят радиометры модуляционного типа. В таких радиометрах применяется неоптимальный способ обработки сигнала $u(t) = u_с(t) + u_ш(t)$. Этот способ состоит в проведении операции простого усреднения $u(t)$ на интервале наблюдения T:

$$q = \int u(t)\,dt. \qquad (25\text{-}190)$$

Для проведения в приемнике операции (25-190) необходимо придать сигналу $u_с(t)$ признак, отличающий его от собственных тепловых шумов приемника. Для этого применяется модуляция принимаемого сигнала $u_с(t)$ синусоидальным или прямоугольным напряжением низкой частоты. Следует отметить, что собственные шумы приемника такой искусственной модуляции не подвергаются.

Таким образом, в основе рассматриваемого метода приема лежит изменение спектра сигнала по какому-либо параметру (в рассматриваемом случае — по амплитуде) при сохранении неизменным спектра собственного шума приемника. Применение в дальнейшем селекции по модулируемому параметру позволяет устранить влияние изменения коэффициента шума и значительно ослабить влияние изменения коэффициента усиления.

Функциональная схема модуляционного радиометра приведена на рис. 25-188. Принимаемое антенной тепловое радиоизлучение поступает на модулятор входных сигналов, который в простейшем случае представляет собой диск, частично погруженный в прямоугольный волновод с продольной щелью, вращающийся электрическим мотором (обычно с небольшой частотой, например, 30 *гц*). Часть диска покрывается погло-

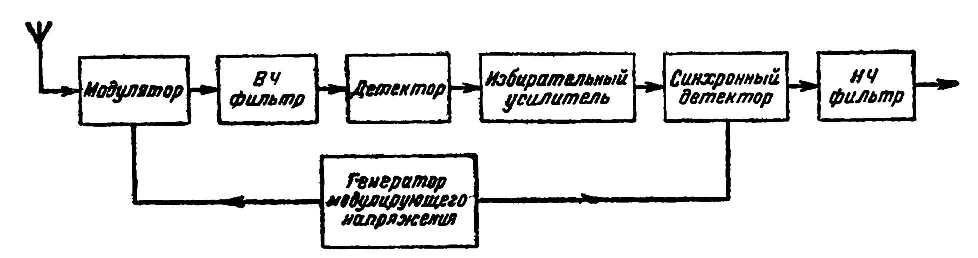


Рис. 25-188 Функциональная схема модуляционного радиометра

щающим слоем. При этом в течение одного полупериода волновод оказывается присоединенным к поглощающему диску, имеющему температуру окружающей среды, а в течение другого полупериода — к антенне.

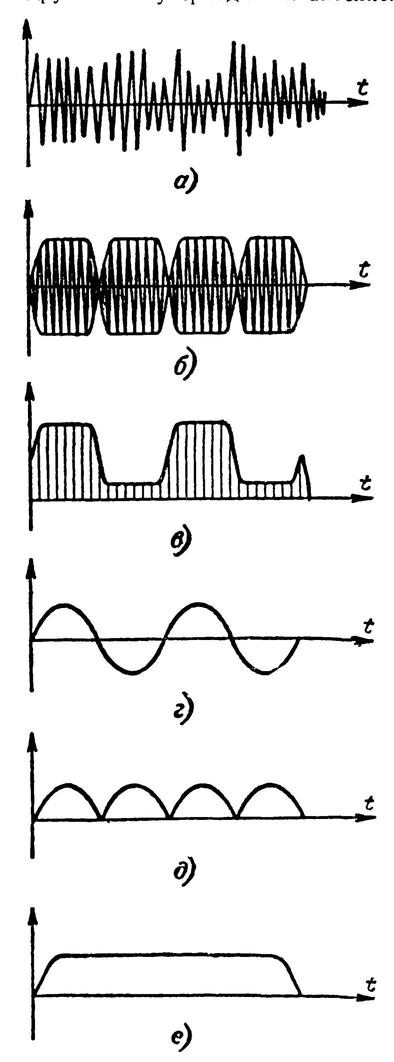


Рис. 25-189. Эпюры напряжений в различных каскадах модуляционного радиометра.

На рис. 25-189, *а* изображен принимаемый антенной радиотепловой сигнал. Тот же сигнал на выходе модулятора показан на рис. 25-189, *б*. Смесь сигнала и внутренних шумов преобразуется в системе, затем усиливается по промежуточной частоте и детектируется. На рис. 25-189, *в* показаны сигнал и собственные шумы на выходе детектора. Периодическая составляющая этого сигнала отфильтровывается и усиливается узкополосным усилителем, настроенным на частоту модуляции (рис. 25-189, *г*). Далее происходит демодуляция в двухтактном синхронном детекторе, опорное напряжение которого имеет частоту модуляции, а фаза согласовывается с положением диска модулятора. Как известно, коэффициент передачи такого детектора максимален для сигналов, совпадающих как по частоте, так и по фазе с опорным напряжением. Поэтому модулированный сигнал беспрепятственно проходит на выход радиометра, в то время как немодулированный собственный шум приемника резко ослабляется. Прохождение собственного шума может происходить только благодаря флуктуациям коэффициента усиления с частотами, близкими к частоте модуляции. За счет медленности этих флуктуаций спектр их группируется около нулевой частоты. В связи с этим для уменьшения влияния флуктуаций коэффициента усиления частота модуляции обычно выбирается не меньше нескольких десятков герц. Периодическая составляющая дает на выходе синхронного детектора (рис. 25-189, *д*) постоянную составляющую, а спектр шумов смещается в область частот, примыкающих к $f=0$. Полезный сигнал после узкополосного фильтра (рис. 25-189, *е*) поступает на индикатор.

Следует отметить, что чувствительность модуляционного радиометра оказывается в принципе ниже, чем компенсационного, поскольку в данном случае обработка сигнала осуществляется неоптимальным способом. Другой причиной снижения чувствительности является то, что в модуляционном радиометре сигнал принимается лишь в течение половины времени наблюдения. В течение другой половины на вход приемника подключен эквивалент (диск).

Тем не менее модуляционные радиометры получили в настоящее время наиболее широкое распространение в качестве приемных устройств РТЛ благодаря своей простоте, надежности и малой подверженности вредному влиянию нестабильностей коэффициента усиления.

Чувствительность радиометров

Важнейшей характеристикой радиометров является их ч у в с т в и т е л ь н о с т ь, под которой понимается значение антенной температуры, соответствующее выходному отношению сигнал/шум, равному единице. Для определения чувствительности δT пользуются соотношением

$$\delta T = b\,\frac{T_{\text{ш}}}{\sqrt{\Delta f \tau_{\text{c}}}}, \qquad (25\text{-}191)$$

где $T_{\text{ш}}$ — шумовая температура радиометра; Δf — полоса пропускания линейной части радиометра (до квадратичного детектора); τ_{c} — постоянная времени (обычно под постоянной времени радиометров понимают величину, обратную ширине полосы пропускания ΔF интегрирующего фильтра, т. е. $\tau_{\text{c}} = 1/\Delta F$); b — коэффициент, зависящий от типа радиометра.

Таблица 25-2

Тип радиометра	$\frac{\delta T}{\delta T_{\text{комп}}}$	b
Компенсационный	1	$1/\sqrt{2}$
Модуляционный:		
а) модуляция-меандр; демодуляция-меандр	1,7	$\pi^2/8$
б) модуляция-синус; демодуляция-синус	$2\sqrt{2}=2,83$	2
в) модуляция-меандр; демодуляция-синус	$\pi/\sqrt{2}=2,22$	$\pi/2$
Корреляционный	$\sqrt{2}=1,41$	1

В табл. 25-2 приведены значения коэффициента b для радиометров рассмотренных типов.

В квантовой области в случае, когда $hf \gg kT$, чувствительность радиометра определяется выражением

$$\delta T = b\frac{hf}{k} \times$$
$$\times \frac{2}{\ln\left[1+\frac{2}{\left(1+\sqrt{\frac{2\Delta F}{\Delta f}\operatorname{cth}\frac{hf}{kT}}-1\right)}\right]} - T, \qquad (25\text{-}192)$$

где $h=6{,}6252\cdot10^{-27}$ *эрг·сек* — постоянная Планка; T — термодинамическая температура.

При $hf \approx kT$ погрешность расчета по формуле (25-192) по сравнению с (25-191) составляет приблизительно 20%. Следует заметить, что наличие выигрыша по чувствительности, выражаемого значением коэффициента b, еще не определяет преимущественное использование того или иного типа радиометра. Действительно, чувствительность радиометров, определяемая соотношением (25-192), обусловлена статистическим характером шума и является предельной (в некоторых источниках ее называют «флуктуационной чувствительностью» или «потенциальной чувствительностью»).

Полосы пропускания Δf и ΔF определяются с помощью следующих соотношений:

$$\Delta f = \frac{\left[\int\limits_0^\infty K_{\text{м}}(f)\,df\right]^2}{\int\limits_0^\infty K_{\text{м}}^2(f)\,df},$$

где $K_{\text{м}}(f)$ — коэффициент усиления по мощности каскадов до детектора;

$$\Delta F = \int\limits_0^\infty \frac{K_{\text{м·нч}}(f)}{K_{\text{м·нч}}(0)}\,df,$$

где $K_{\text{мнч}}(f)$ — коэффициент усиления по мощности каскадов после детектора.

В практических радиометрах колебания выходного напряжения, создаваемые собственными шумами приемника, могут быть вызваны также медленными флуктуациями среднего уровня собственного шума на входе приемника или флуктуациями коэффициента усиления последующих каскадов, либо обоими указанными причинами одновременно. Чувствительность, определенную с учетом этих факторов, иногда называют «технической» чувствительностью.

Кроме того, при сравнении радиометров различных типов следует учитывать также степень сложности технической реализации того или иного типа приемника, надежность и пр. Так, например, наличие очевидного выигрыша по чувствительности для корреляционного радиометра не предопределяет его преимущественное использование в связи со сложностью, относительно невысокой надежностью и пр. Как отмечалось ранее, наиболее широкое применение в настоящее время получили радиометры модуляционного типа.

Анализ соотношения (25-192) позволяет определить пути увеличения чувствительности радиометров.

Одним из наиболее перспективных решений этой задачи является уменьшение шумовой температуры приемного тракта путем применения на входе современных малошумящих усилителей. К таким усилителям могут быть отнесены, например, квантовые парамагнитные усилители, параметрические усилители, усилители на туннельных диодах и малошумящие лампы бегущей волны. Безусловно целесообразно также расширение полосы пропускания приемного тракта по высокой частоте.

Другой путь состоит в сужении полосы пропускания интегрирующего фильтра. Однако при этом возрастает постоянная времени приемного устройства, что оказывается недопустимым в целом ряде практически важных случаев.

Часто для сравнения различных радиометров используется понятие **качества радиометра** (Q), определяемое соотношением

$$Q = \frac{\sqrt{\Delta f}}{Ш} = \frac{\sqrt{\Delta f}}{\frac{T_ш}{T_0} + 1}, \qquad (25\text{-}193)$$

где $Ш$ — коэффициент шума радиометра, $T_0 = 293°$ K.

Качество радиометра характеризует шумовые свойства и полосу пропускания усилительных и преобразовательных элементов, применяемых во входных каскадах радиометра.

25-13. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИИ

Основными особенностями, отличающими радиотеплолокационный канал от других видов радиотехнических каналов, являются полное отсутствие взаимной корреляции между принимаемыми сигналами и принципиальная невозможность использования опорных сигналов, как это имеет место в радиолокации. Поэтому на первое место в радиотеплолокации выступают методы пространственной селекции, основанные на использовании направленных свойств антенных систем. В связи со сказанным функциональная схема радиотеплолокатора (рис. 25-190) включает лишь антенную систему, радиометр, индикатор и синхронизирующее устройство, управляющее движением диаграммы направленности антенны и пишущего элемента индикатора (на рисунке не показано).

Рис. 25-190. Функциональная схема простейшего радиометра.

Для одиночного канала единственным информативным параметром является средняя мощность сигнала или, что то же самое, температура сигнала, преобразуемая в антенную температуру, однозначно определяющую наблюдаемый на выходе радиометра эффект.

Зависимость антенной температуры от характеристик цели, дальности до нее, а также параметров радиотеплолокатора определяется соотношением (для точечной цели)

$$T_а = \eta \frac{S_ц A}{r^2 \lambda^2} T_ц + \eta T_ф, \qquad (25\text{-}194)$$

где

$$\eta = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_п};$$

R_Σ — сопротивление излучения антенны;
$R_п$ — сопротивление потерь антенны;
$\sigma_ц$ — эффективное значение площади цели;
r — дальность до цели;
A — эффективная поглощающая площадь антенны;
λ — длина волны;
$T_ц$ — кажущаяся температура цели;
$T_ф$ — кажущаяся температура фона.

Для цели, угловые размеры которой превышают угловые размеры главного лепестка диаграммы направленности,

$$T_а \approx \eta(1 - \beta) T_ц + \eta\beta T_ф, \qquad (25\text{-}195)$$

где β — коэффициент рассеяния антенны, характеризующий относительную роль боковых и задних лепестков диаграммы направленности и указывающий на долю мощности, излучаемой (или принимаемой) этими лепестками.

По определению коэффициент рассеяния

$$\beta = \int_{\Omega_{бок}} F(\theta, \varphi)\, d\Omega \Big/ \int_{4\pi} F(\theta, \varphi)\, d\Omega, \qquad (25\text{-}196)$$

$$\Omega_{бок} = 4\pi - \Omega_{гл},$$

$\Omega_{гл}$ — телесный угол, занимаемый главным лепестком диаграммы направленности.

В этом случае антенная температура не зависит ни от абсолютной площади цели, ни от дальности, ни от КНД антенны. Кроме того, антенная температура не зависит от длины волны.

Измерение угловых координат

Для измерения угловых координат объектов в радиотеплолокации, так же как и в активной радиолокации, применяют измерения амплитуды и фазы приходящих сигналов (см. § 25-3). Измерение амплитуды при пеленговании целей может осуществляться либо *способом максимума*, либо способом *последовательного* или *одновременного сравнения.*

Способ максимума применяется в обзорных РТЛ, причем, как и в активных РЛС, этот способ также допускает возможность автоматического сопровождения целей по угловым координатам. Наиболее серьезным недостатком пеленгации по максимуму является сравнительно низкая точность измерения угловых координат.

Поэтому для точного измерения угловых координат применяется метод сравнения. Этот метод используется в РТЛ сопровождения по угловым координатам и, в частности, в радиосекстантах и чаще всего реализуется в виде конического сканирования диаграммы направленности. Схемные решения при этом не отличаются какими-либо существенными особенностями от аналогичных схем, используемых в радиолокации.

Определение угловых координат объектов может осуществляться, кроме того, с помощью фазовых методов радиотеплопеленгации. В связи с невозможностью измерения абсолютного значения фазы сиг-

нала в радиотеплолокации, как и в активной локации, применяется только метод *сравнения фаз.* При отношении $\frac{a}{\lambda} > 0{,}5$ (a — размер базы, λ — длина волны) пеленгационная характеристика становится неоднозначной. Эта неоднозначность может быть устранена путем совместного использования других методов измерения угла, обеспечивающих менее точное, но однозначное измерение.

Радиолокаторы с большими относительными базами получили название радиоинтерферометров. Последние могут применяться не только для точного измерения угловых координат источников излучения, но и для получения информации об угловой скорости в обзорных радиотеплолокационных системах.

Измерение дальности

Невозможность непосредственного измерения дальности является серьезным недостатком радиотеплолокации. Поэтому для

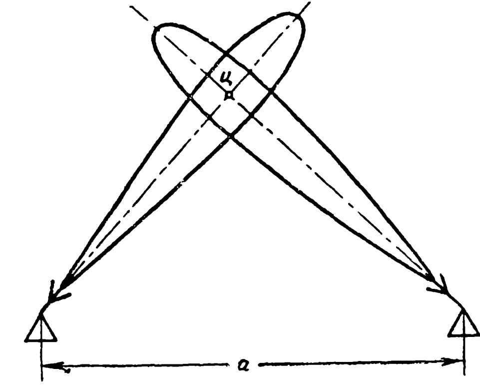


Рис. 25-191. Угломерно-базовый метод измерения дальности.

измерения дальности приходится прибегать к различным косвенным методам, использующим связь между угловыми координатами объекта и расстоянием для него.

Простейшим способом измерения дальности является угломерно-базовый метод (рис. 25-191). В этом методе применяются две РТЛ станции, расположенные на некотором базовом расстоянии a, задача определения дальности до объекта сводится к решению треугольника по одной из сторон и двум углам. Такой метод является довольно грубым; некоторое повышение точности может быть достигнуто за счет увеличения базового расстояния, однако в большинстве случаев этот путь оказывается неудобным.

Кроме угломерно-базовых методов определения дальности, возможны методы приближенного определения дальности, основанные на измерении времени прохождения цели через диаграмму направленности антенны РТЛ при относительном перемещении с известной скоростью.

Суть этих методов может быть уяснена из рис. 25-192. Время прохождения цели через лепесток диаграммы направленности (рис. 25-192, *а*) прямо пропорционально ширине лепестка ($\Delta\varphi$), дальности до цели r, обратно пропорционально скорости переме-

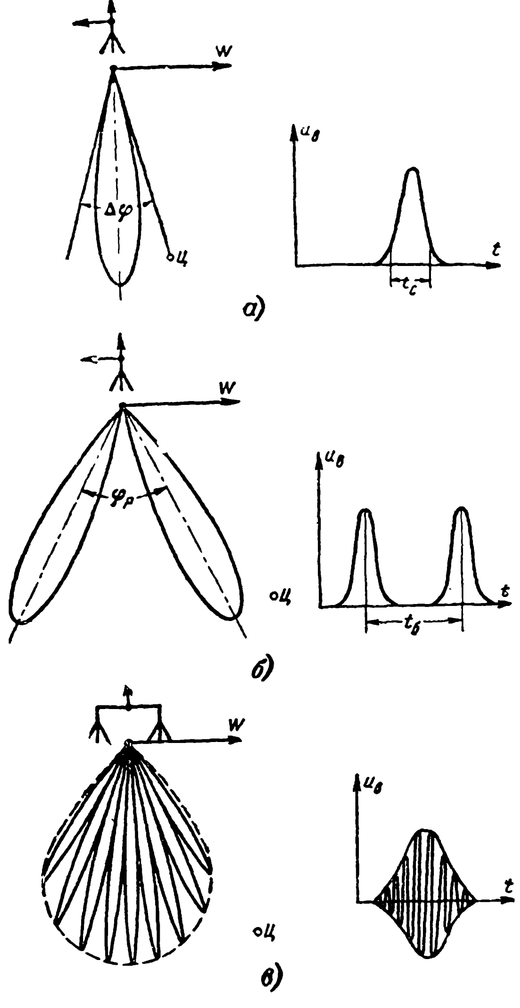


Рис. 25-192. Угломерно-базовый метод измерения дальности с временным формированием базы.

щения цели относительно РТЛ W и зависит от угла между вектором скорости цели (W) и направлением на цель $Ц(\varphi_W)$:

$$t_c = \frac{2r}{W} \sin\frac{\Delta\varphi}{2} \frac{1}{\sin\varphi_W}. \quad (25\text{-}197)$$

Таким образом

$$r = \frac{W t_c \sin\varphi_W}{2\sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)}. \quad (25\text{-}198)$$

Этот метод не позволяет получить высокую точность измерения дальности, так как для отсчета времени t_c требуется фиксировать положение цели на краях диаграммы направленности, где отношение сигнал/шум мало, и точность измерения t_c поэтому невелика. Лучшие результаты, по-видимому, может дать метод, основанный на использовании двух антенн с диаграммами направленности, разнесенными на угол φ_p (рис. 25-192, *б*). При установке РТЛ на подвижном объекте возможно временно́е формирование базы; при этом измерение курсового угла цели производится дважды на временном интервале $t_б$. Здесь измерение $t_б$ производится по максимумам сигналов цели, проходящих через обе диаграммы направленности.

Подводя итог, можно сказать, что все описанные методы измерения дальности имеют более низкую точность по сравнению с методами временно́й модуляции, используемыми в активной радиолокации.

Дальность действия РТЛ станций в режиме слежения за целью с малыми угловыми размерами определяется формулой

$$r = \frac{1}{4\pi}\sqrt{\frac{k_а k_ш \eta S_ц T_ц QG}{T_0}} \times \sqrt[4]{\frac{П_k t_c}{2R_{вых}}}, \qquad (25\text{-}199)$$

где

$$k_а = \exp\left[-q_а r\right];$$

$q_а$ — коэффициент, учитывающий поглощение в пространстве между целью и антенной РТЛ;

$k_ш = \dfrac{T_ш}{T_ш + T_{а.с} + T_{а.ф}}$ — коэффициент приведения шума;

$T_{а.с}$, $T_{а.ф}$ — приращения антенной температуры за счет излучения среды и фона соответственно; η — к. п. д. антенно-фидерного устройства РТЛ; $S_ц$ — площадь цели;

$$T_ц = T_{ц0} - T_ф;$$

$T_{ц0}$ — кажущаяся температура цели; $T_ф$ — кажущаяся температура фона; Q — качество радиометра; G — КНД антенны; $П_к$ — радиометрический коэффициент, зависящий от параметров радиометра (формы частотной характеристики ВЧ и НЧ фильтра, степени отличия характеристики детектора от квадратичной, формы сигнальной функции и т. д.) и определяемый в [Л. 13];

$2R_{вых}$ — заданное выходное отношение сигнал/шум;

t_c — длительность сигнала;

$T_0 = 290°$ К.

Величина $2R_{вых}$, входящая в соотношение (25-199), определяется рядом факторов. Основными из них являются рабочие характеристики приемника для сигнала с неизвестной фазой и флуктуирующей амплитудой при заданных значениях вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги, методы приема (тип радиометра), а также полосы пропускания УПЧ и фильтра НЧ частот. Более подробно — см. в [Л. 13].

Подставляя в формулу (25-199) значение T_0 и выражая Q для удобства в мегагерцах в степени 1/2, получаем:

$$r \approx 0{,}148\sqrt{k_а k_ш \eta S_ц T_ц QG} \times \sqrt[4]{\frac{П_к t_c}{2R_{вых}}}. \qquad (25\text{-}200)$$

Если $S_ц$ выражена в квадратных метрах, а t_c — в секундах, дальность, определенная с помощью формул (25-199) и (25-200), выражается в метрах.

Для обзорного РТЛ в случае цели с большими угловыми размерами

$$r = \frac{1}{q_а}\left\{\ln\left[k_ш \eta (1-\beta) Q \times \sqrt{\frac{П_к \Delta\varphi_ц}{\Omega_c 2R_{вых}}}\right] + 1{,}2\right\}, \qquad (25\text{-}201)$$

где β — коэффициент рассеяния антенны;

$\Delta\varphi_ц$ — угловой размер объекта;

Ω_c — угловая скорость прохода строки при сканировании;

Q — качество радиометра, выраженное в мегагерцах $^1/_2$.

На основании формулы (25-201) можно заключить, что сильнеее всего на дальность действия влияют площадь и кажущаяся температура цели, а также качество радиометра. Влияние коэффициента усиления антенны на дальность значительнее проявляется у следящих РТЛ. Для обзорных РТЛ это влияние слабее, а его степень зависит от режима обзора и относительных размеров цели.

Измерение скорости

Так же как и при измерении дальности, при измерении скорости в радиотеплолокации возникают специфические трудности, обусловленные отсутствием опорного сигнала; кроме того, использованию допплеровских методов мешает и шумообразная структура сигналов. Тем не менее некоторые возможности измерения скорости с помощью РТЛ средств все же существуют.

Возможные методы измерения скорости могут быть разбиты на две группы:

1) методы, использующие спектральные отличия естественных радиоизлучений от «белого» спектра;

2) методы, использующие опорный канал в качестве генератора опорного сигнала.

Методы первой группы сравнительно давно используются в радиоастрономии для определения скорости облаков нейтрального водорода, излучающих на дискретной частоте 1420 *Мгц* ($\lambda = 21{,}1$ *см*).

Так как истинное значение частоты излучения известно с высокой точностью, то, измеряя частоту этого излучения, принимаемого на Земле, можно судить о скорости и характере перемещения водородных облаков.

Измерение скорости по методам второй группы осуществляется с помощью двухканальных и многоканальных РТЛ.

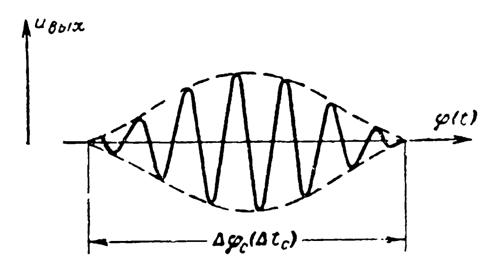


Рис. 25-193. Интерферометрический метод измерения дальности.

Обратимся к рис. 25-192, *в*, на котором изображен интерферометр, работающий в режиме измерения дальности. Если дальность до цели известна, то, исходя из соотношения (25-198), может быть найдена тангенциальная составляющая скорости движения цели

$$W_т \approx \frac{2\sin\frac{\Delta\varphi_c}{2}r}{t_c} \approx \frac{\Delta\varphi_c r}{t_c}. \quad (25\text{-}202)$$

В данном случае $\Delta\varphi_c(t_c)$ представляют собой угловую ширину лепестка интерферометрической диаграммы и время прохождения цели через этот лепесток (рис. 25-193).

Учтем равенство

$$\frac{1}{t_c} = f_c,$$

где f_c — частота заполнения сигнального импульса.

Таким образом,

$$W_т = \Delta\varphi_и r \varphi_c. \quad (25\text{-}203)$$

Разделив обе части (25-203) на r, получим:

$$\Omega_ц = \Delta\varphi_и f_c, \quad (25\text{-}204)$$

где $\Omega_ц = W_ц/r_ц$ — угловая скорость цели относительно РТЛ. Выражение (25-204) свидетельствует о возможности измерения угловой скорости относительного движения. В случае, если одна из интересующих нас величин r или $W_т$ известна, вторая может быть определена с помощью соотношений (25-198), (25-202), (25-203).

25-14. ОСНОВНЫЕ СХЕМНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОТЕПЛОЛОКАТОРОВ

Современные радиотеплолокаторы (РТЛ) работают в широком спектре частот, начиная с единиц и кончая десятками и даже сотнями гигагерц, что соответствует сантиметровому, миллиметровому и субмиллиметровому диапазонам. Этим объясняется большое разнообразие схемных элементов, применяемых в таких устройствах. Схемные элементы, используемые в РТЛ сантиметрового диапазона, аналогичны соответствующим элементам, применяемым в активной радиолокации. С другой стороны устройство РТЛ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов имеет много общего с радиометрами, применяемыми в инфракрасном диапазоне.

Основными схемными элементами РТЛ являются антенно-фидерная система, приемное устройство — радиометр и выходное индикаторное устройство (рис. 25-190).

Антенно-фидерная система

Антенно-фидерная система РТЛ по существу не отличается от аналогичных систем, применяемых в активной локации. Характерными требованиями, которым должны удовлетворять антенны, являются максимальный коэффициент направленного действия, максимальный к. п. д. и минимальный уровень боковых лепестков. Кроме того, такие антенны должны работать в очень широкой полосе частот, составляющей 20—30% от средней частоты диапазона. Следует заметить, что в отличие от активной локации в радиотеплолокации используются главным образом диаграммы направленности карандашного типа. При этом желательно, чтобы конструкция антенны допускала возможность осуществления электронного сканирования. Названным требованиям в наибольшей степени отвечают антенны поверхностного типа — зеркальные параболические и линзовые антенны, а также многоэлементные синфазные антенны.

Приемное устройство

Приемное устройство представляет собой наиболее важный элемент радиотеплолокатора и в значительной мере определяет его характеристики.

Уровень широкополосных шумоподобных сигналов, применяемых в радиотеплолокации, обычно весьма мал (порядка 10^{-11}—10^{-15} *вт*). Отсюда следует, что одним из основных требований, предъявляемых к приемникам, является высокая чувствительность. Максимализация соотношения (25-193), определяющего качество радиометра, может быть достигнута как увеличением полосы пропускания, так и уменьшением шумовой температуры радиометра. Следует, однако, заметить, что требования уменьшения шумовой температуры и расширения полосы пропускания не являются взаимнонезависимыми. В общем случае расширение полосы вызывает ухудшение шумовых свойств приемного устройства, вследствие чего необходимо выбирать разумное соотношение этих параметров. Для получения наилучшего качества радиометра сле-

дует стремиться к минимизации выражения

$$\frac{Ш-1}{\sqrt{\Delta f}},$$

т. е. расширять полосу пропускания Δf до тех пор, пока $(Ш-1)$ растет медленнее, чем $\sqrt{\Delta f}$. Оптимальной является такая полоса, при которой $\frac{\partial Ш-1}{\partial \Delta f}=\frac{Ш-1}{2\Delta f}$.

При этом

$$\frac{Ш-1}{\sqrt{\Delta f}}=f(\Delta f)=\min.$$

Таким образом, при прочих равных условиях повышение чувствительности целесообразно осуществлять путем уменьшения шумовой температуры. С этой целью в качестве входных каскадов радиометрических приемников целесообразно использовать малошумящие усилители высокой частоты.

В связи с широким применением в РТЛ радиометров модуляционного типа (см. рис. 25-188) сделаем несколько замечаний относительно устройства модуляторов.

Механические модуляторы. При работе таких модуляторов в диапазоне сантиметровых волн кроме модуляции полезного сигнала неизбежно происходит модуляция и некоторой части собственных шумов системы — паразитная модуляция. Существует ряд причин возникновения этой модуляции, в частности помехи от коммутационного мотора, вращающего поглощающий диск, поступающие на вход приемного устройства, а также механические вибрации, возникающие во вращающейся системе за счет микрофонного эффекта. Названные виды паразитных сигналов могут быть исключены путем замены механического модулятора электронным.

Одним из наиболее перспективных видов электронных модуляторов являются ферритовые циркуляторы, одновременно служащие в качестве развязывающих элементов. При использовании таких циркуляторов в качестве модуляторов радиометров намагничивающее поле создается с помощью катушки, намотанной на участок волновода, содержащий ферритовый стержень, а переключение волноводных каналов осуществляется с помощью изменения ориентации магнитного поля, производимой переменой направления тока в катушке.

Основными требованиями, предъявляемыми к такому модулятору, являются малое прямое и большое обратное ослабление и достаточное быстродействие, обеспечивающее переключение с частотой модуляции в несколько десятков герц.

Супергетеродинные радиометры в настоящее время получили наибольшее распространение. Такие приемники мало чем отличаются от обычных супергетеродинов, применяемых в различных радиотехнических схемах. Отметим лишь некоторые их специфические особенности.

Требования к УВЧ были рассмотрены выше. Одним из основных требований, предъявляемых к смесителям радиометров, является широкополосность. Для улучшения шумовых характеристик в таких смесителях применяют диоды с соответствующими шумовыми параметрами, а также выбирают оптимальное напряжение гетеродина. Вредное влияние шумов гетеродина в радиометрах часто исключается путем применения балансных смесителей.

При отсутствии УВЧ первым каскадом радиометрического приемника является смеситель. При этом УПЧ должен быть малошумящим и широкополосным. В случае применения обычных УПЧ расширение полосы свыше 30—60 *Мгц* не имеет смысла вследствие значительного ухудшения шумовых свойств такого усилителя при очень больших полосах пропускания. В этой связи целесообразным является переход на сверхвысокую ($>$ 200 *Мгц*) промежуточную частоту, позволяющую расширить полосу тракта и использовать в качестве УПЧ малошумящие усилители.

Другим путем удовлетворения названных требований является применение в качестве УПЧ усилителей с распределенным усилением.

При выборе детектора особое внимание должно обращаться на квадратичность его характеристики.

Низкочастотная часть типового радиометра состоит, как правило, из каскадов предварительного усиления, синхронного детектора, интегрирующей ячейки (фильтра нижних частот) и оконечных усилительных каскадов. Отличительная особенность этой части — большой коэффициент усиления. Каскады предварительного усиления выполняются часто в виде избирательных усилителей. В них обычно применяются специализированные малошумящие лампы или транзисторы с пониженным микрофонным эффектом.

Синхронный детектор выделяет из подаваемого на него напряжения лишь сигнал, совпадающий с опорным напряжением как по частоте, так и по фазе, и является поэтому узкополосной системой. Таким образом, теоретически не требуется сужать полосу стоящего перед детектором предварительного усилителя. Однако сказанное остается справедливым лишь в пределах линейного участка характеристики синхронного детектора. Поэтому для защиты последнего от перегрузок предварительный усилитель делают узкополосным. Практически ширину полосы пропускания усилителя выбирают приблизительно 5% от частоты модуляции.

Оконечные каскады представляют собой обычные усилители постоянного тока с полосой пропускания, несколько большей ширины спектра сигнала. В качестве фильтров низкой частоты чаще всего применяются *RC*- и *LCR*-фильтры.

Радиометры прямого усиления отличаются простотой устройства. В таких схемах

исключаются ограничения по ширине полосы пропускания, связанные с наличием УПЧ. Применение широкополосных малошумящих ЛБВ позволяет создавать системы, не уступающие по качеству соответствующим супергетеродинным устройствам.

Детекторные радиометры состоят из кристаллического диода, низкочастотных каскадов и остальных элементов, присущих радиометрической схеме. Они отличаются простотой устройства и дешевизной и применяются в тех случаях, когда требование получения предельно высокой чувствительности не является определяющим. Наиболее широкое распространение подобные устройства получили в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах.

Радиометры миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов получают в последнее время все более широкое распространение. Радиотеплолокаторы, работающие на волне 3,2 *мм* (f=94 *Ггц*), позволяют получить изображение местности, весьма близкое по качеству к фотографии, полученной в оптическом диапазоне. Радиометры, работающие на частоте 60 *Ггц*, соответствующей линии поглощения кислорода, могут использоваться в качестве навигационных приборов. Оптимальной для радиометрических секстантов, предназначенных для работы по Солнцу и Луне, является частота 32 *Ггц*.

Наиболее благоприятные с точки зрения ряда факторов (собственная излучательная способность объектов, окна прозрачности атмосферы, характеристики приемников и пр.) частоты этого диапазона сосредоточены в двух областях: между 90 и 110 *Ггц* (3,33 *мм*$>\lambda>$2,72 *мм*) и между 30 и 40 *Ггц* (1 *см*$>\lambda>$0,75 *см*).

Создание радиометрических приемников в названных диапазонах связано с рядом трудностей.

Укорочение длины волны супергетеродинных приемников с полупроводниковыми диодами ограничено шунтирующим действием емкости *p-n* перехода, а также потерями в полупроводнике. Другая группа трудностей связана с потерями в волноводах и резонаторах, отсутствием простых и надежных гетеродинов и генераторов накачки, а также с изготовлением стандартизованных устройств СВЧ.

Характерной особенностью приема в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах является переход от сосредоточенных приемных элементов к распределенным и от волноводных методов согласования потока излучения с приемным элементом — к оптическим. На этом участке волн совершается переход от принципов приема, используемых в СВЧ диапазоне, к методам, применяемым в ИК-диапазоне.

Самыми чувствительными приемными устройствами в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах являются радиометры с квантовыми парамагнитными усилителями или охлаждаемыми полупроводниковыми параметрическими усилителями на входе; за ними следуют неохлаждаемые параметрические усилители. Далее идут смесители на полупроводниковых диодах.

Схемы радиометров миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов отличаются определенным своеобразием. Здесь в ряде случаев вместо классических радиоприемных схем целесообразно применять различные типы детекторных приемных устройств, используемых в ИК-диапазоне.

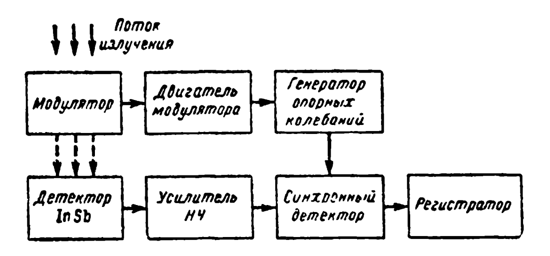


Рис. 25-194. Функциональная схема приемника с детектором на основе InSb.

В качестве детекторов в миллиметровом диапазоне используются как детекторы с точечным контактом, так и тепловые детекторы — болометры, бaретторы, оптико-аккустические приемники, а также некоторые индикаторы на фоторезисторах. Основные параметры детекторов, применяемых в рассматриваемом диапазоне, приведены в табл. 25-3.

Для *тепловых детекторов* характерны две особенности: их чувствительность в широком диапазоне не зависит от длины волны, а постоянная времени достаточно велика из-за тепловой инерции.

В СВЧ диапазоне используются болометры с чувствительным элементом из углерода, германия или олова. Такие приборы работают при гелиевых температурах, что значительно усложняет детектирующие устройства.

Оптико-аккустические приемники (ОАП) — элементы Голея — работают при комнатной температуре. Принцип их действия основан на поглощении энергии газом, заключенным в небольшом замкнутом сосуде. При изменении давления газа, нагревающегося под воздействием излучения, одна из стенок сосуда, сделанная подвижной, перемещается. На наружной стороне этой стенки нанесено зеркальное покрытие, отражающее луч света, падающий затем на фотоэлемент. Элемент Голея может применяться в диапазоне от видимых до миллиметровых волн.

Фотодетекторы являются малоинерционными приборами и обладают несколько большей чувствительностью, чем тепловые детекторы. В диапазоне от 0,1 до 8 *мм* используются детекторы на основе сурьмянистого индия InSb, требующие применения криогенной техники.

Функциональная схема приемного устройства с детектором на основе InSb при-

Таблица 25-3

Тип детектора	Рабочая температура T, °К	K, *вт/гц*	Постоянная времени, *сек*	$\delta T_{мин}$ °К, при $\lambda=1$ *мм*	Рабочий диапазон λ, *мм*
ОАП	300	$2\cdot10^{-10}$	0,015	145	<5 *мм*
Угольный болометр	2,1	10^{-11}	0,010	7,5	Субмиллиметровый
Германиевый болометр	2,15	$5\cdot10^{-13}$	$4\cdot10^{-4}$	0,4	То же
	2,15	$3\cdot10^{-12}$	10^{-4}	2,0	» »
Болометр из сверхпроводящего олова	3,7	$3\cdot10^{-12}$	1,25	2,0	То же
Широкополосный детектор на InSb в магнитном поле	1,5	$2\cdot10^{-11}$	$2\cdot10^{-7}$	3[1]	0,2 *мм*
	1,5	10^{-11}	$2\cdot10^{-7}$	35[1]	0,5 *мм*
	1,5	$5\cdot10^{-12}$	$2\cdot10^{-7}$	4	1 *мм*
Широкополосный детектор на InSb без магнитного поля	4	10^{-12}	$3\cdot10^{-7}$	0,7	0,5—0,8 *мм*
Детектор с циклотронным резонансом в германии	4	$2\cdot10^{-12}$	$5\cdot10^{-9}$	12,0[1]	Субмиллиметровый
Перестраиваемый детектор на InSb	4	$5\cdot10^{-11}$	10^{-6}	12—5[1]	0,15—0,06 *мм* Полоса 12%

* Чувствительность рассчитана для длины волны, указанной в графе «рабочий диапазон».

ведена на рис. 25-194. В случае применения таких детекторов расчет предельной чувствительности удобнее производить по формуле

$$\delta T = \frac{K\sqrt{\Delta F}}{k\Delta f}, \qquad (25\text{-}205)$$

где K — предельная чувствительность в предположении, что $\Delta F=1$ *гц*; k — постоянная Больцмана; Δf и ΔF — полосы пропускания по ВЧ и НЧ соответственно.

В рассматриваемых диапазонах можно полагать $\Delta f = f/3$, где f — частота сигнала. Подставляя в формулу (25-205) численное значение постоянной Больцмана и учитывая приведенные соображения относительно ширины полосы, получаем:

$$\delta T = \frac{2{,}2\cdot10^{23}K\sqrt{\Delta F}}{f}. \qquad (25\text{-}206)$$

Результаты расчета чувствительности различных детекторов приведены в табл. 25-3 [Л. 14].

В ряде случаев в миллиметровом диапазоне целесообразно применение детекторных приемников с полупроводниковыми диодами. Несмотря на то что такие устройства значительно менее чувствительны, чем детекторы на InSb и супергетеродины, они обладают рядом достоинств, основными из которых являются простота; малый вес и габариты и, главное, отсутствие охлаждения до температуры жидкого гелия, в котором нуждаются детекторы на InSb.

Шумовые свойства супергетеродинных радиометров миллиметрового диапазона оказываются значительно хуже, чем у соответствующих приемников более длинных волн, в значительной степени из-за шумов клистронного гетеродина. Создание балансных смесителей для борьбы с этим явлением в миллиметровом диапазоне достаточно сложно и дорого. Поэтому здесь часто применяют преобразователи с одиночными смесителями, а для исключения шумов гетеродина выбирают сверхвысокую промежуточную частоту.

Для создания модуляционных радиометров в субмиллиметровом диапазоне при-

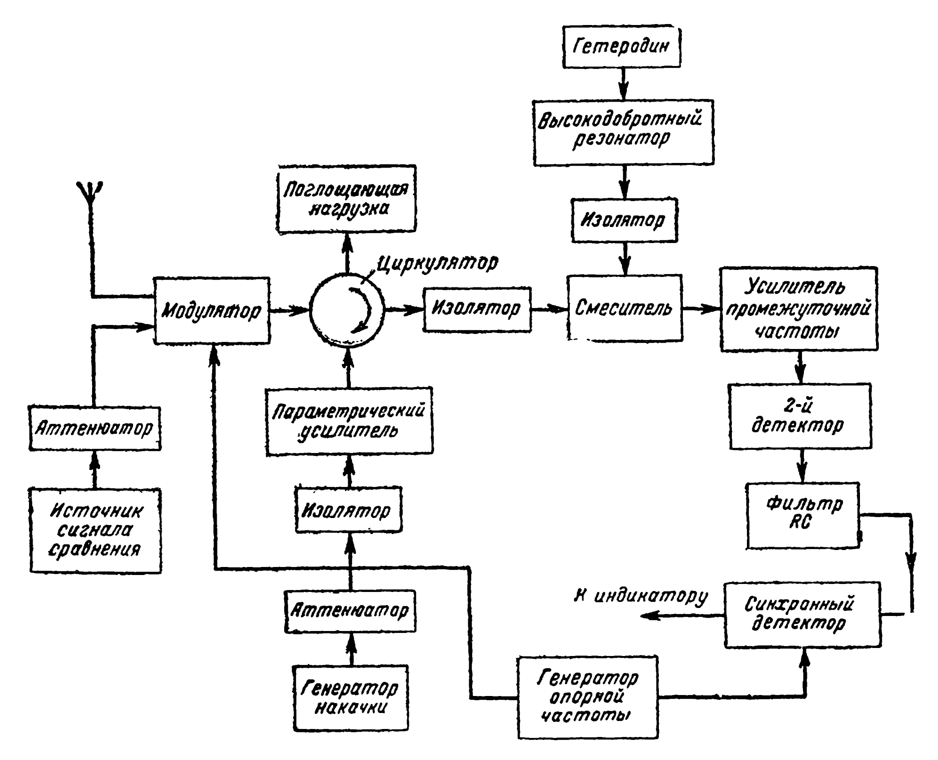


Рис. 25-195. Упрощенная блок-схема радиотеплолокатора с параметрическим усилителем на входе.

меняются обычно механические прерыватели, поскольку существующие ферритовые устройства обладают в этом диапазоне значительными потерями.

Индикатор. Поскольку радиотеплолокаторы способны определять дальность лишь достаточно грубым образом, канал дальности в индикаторе либо не нужен совсем, либо может быть существенно упрощен по сравнению с соответствующими каналами в активной радиолокации. В связи с большим временем обзора заданной зоны и узкополосностью сигналов РТЛ инерционность индикаторов должна быть существенно большей по сравнению с инерционностью радиолокационных индикаторов. Кроме того, к индикаторам РТЛ предъявляются такие требования, которые обычно не предъявляются к радиолокационным индикаторам. Сюда относится, например, требование точной передачи большого числа амплитудных градаций. Иногда может также предъявляться требование отображения поляризационных свойств наблюдаемых объектов. В общем случае индикатор РТЛ должен обеспечивать точную индикацию координат целей и антенных температур, соответствующих этим целям. Поэтому в качестве индикаторов в радиотеплолокации наряду с электроннолучевыми трубками могут применяться и другие приборы, обладающие большой инерционностью. К таким устройствам относятся самописцы различного рода, фотоаппаратура, люминесцентные панели, а также специальные приборы многоканальной панорамной индикации.

Упрощенная блок-схема радиотеплолокатора 3-*см* диапазона с параметрическим усилителем на входе приведена на рис. 25-195.

25-15. КРАТКАЯ СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАДИОТЕПЛОЛОКАЦИОННЫХ, РАДИОЛОКАЦИОННЫХ И ИНФРАКРАСНЫХ СРЕДСТВ

В заключение целесообразно сравнить основные свойства радиотепловых, радиолокационных и инфракрасных средств.

Целями для ИК-аппаратуры являются тела с повышенной термодинамической температурой. В случае, если термодинамическая температура объекта и фона низки, РТЛ может иметь преимущество перед ИК-приборами, поскольку чувствительность последних быстро падает с уменьшением температуры.

В отношении измеряемых координат радиотеплолокация уступает радиолокации, так как РТЛ не могут производить непосредственное измерение дальности и скорости.

В отношении точности измерения угловых координат обзорные РТЛ сравнимы с обзорными радиолокаторами. Разрешающая способность по угловым координатам у РТЛ такого же порядка, что и у радиолокаторов, поскольку в обоих случаях эта величина определяется угловыми размерами диаграммы направленности. ИК-приборы превосходят РТЛ по угловой разрешающей способности.

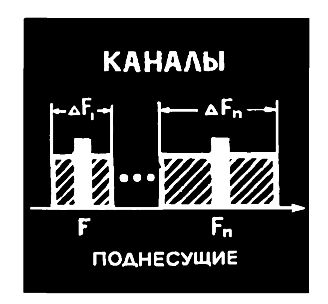
По сравнению с радиолокаторами РТЛ несколько слабее подвержены влиянию метеоусловий, так как при радиотеплолокации распространение энергии одностороннее. ИК-техника с этой точки зрения вообще не выдерживает конкуренции с радиотехническими средствами, так как для ИК-средств непреодолим даже плотный туман, не говоря уже об облачности и осадках.

По помехозащищенности РТЛ несколько уступают радиолокаторам по защищенности от случайных искусственных и естественных помех, но имеют преимущества перед ними в отношении организованных помех вследствие полной скрытности работы РТЛ.

В предположении, что узлы и элементы, общие для РТЛ, РЛ и ИК-аппаратуры, имеют одинаковую надежность, можно утверждать, что надежность аппаратуры РТЛ много выше надежности аппаратуры РЛ. Это объясняется тем, что по сравнению с радиолокатором РТЛ состоит из меньшего числа элементов, требующих бо́льшую надежность. Надежности РТЛ и ИК-пеленгатора сравнимы, так как, хотя электронная часть ИК-пеленгатора более проста, в его состав обычно входят сравнительно малонадежная система оптического развертывания и система охлаждения приемника.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бортовые радиолокационные системы, под ред. Д. Повейсила и др., Воениздат, 1964.
2. Сколник М., Введение в технику радиолокационных систем, изд-во «Мир», 1965.
3. Справочник по основам радиолокационой техники, под ред. В. В. Дружинина, Воениздат, 1967.
4. Дулевич В. Е., Коростелев А. А. и др., Теоретические основы радиолокации, изд-во «Советское радио», 1964.
5. Бартон Д., Радиолокационные системы, Воениздат, 1967.
6. Григорьянц В. Г., Введение в курс радиолокационной аппаратуры, изд-во МГУ, 1962.
7. Максимов М. В., Горгонов Г. И., Радиоуправление ракетами, изд-во «Советское радио», 1964.
8. Кукес И. С., Старик М. Е., Основы радиопеленгации.
9. Маккой, Радиосекстант, работающий в любую погоду. Вопросы радиолокационной техники, 1956, № 6.
10. Франц, Дин, Франк, Точная универсальная радионавигационная система «Сайтак», Вопросы радиолокационной техники, 1958, № 2.
11. Белавин О. В., Зерова М. В., Современные средства радионавигации, изд-во «Советское радио», 1965.
12. Харрис К. Е., Некоторые вопросы построения обзорных радиолокационных систем с активным ответом, изд-во «Советское радио», 1957.
13. Николаев А. Г., Перцов С. В., Пассивная радиолокация, изд-во «Советское радио», 1964.
14. Башаринов А. Е., Тучков Л. Т., Поляков В. М., Ананов Н. И., Измерение радиотепловых и плазменных излучений в СВЧ диапазоне, изд-во «Советское радио», 1968.
15. Цейтлин Н. М., Применение методов радиоастрономии в антенной технике, изд-во «Советское радио», 1966.
16. Кузьмин А. Д., Саломонович А. Е., Радиоастрономические методы измерений параметров антенн, изд-во «Советское радио», 1964.
17. Левин М. Л., Рытов С. М., Теория равновесных тепловых флюктуаций в электродинамике, изд-во «Наука», 1967.
18. Случевский Б. Ф., Радиолокация и ее применение, Воениздат, 1962.



РАЗДЕЛ 26

РАДИОТЕЛЕМЕТРИЯ

СОДЕРЖАНИЕ

26-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ

Функциональная схема радиотелеметрической системы

Радиотелеметрия — отрасль радиотехники, охватывающая методы и средства измерения на расстоянии разнообразных по своей природе величин с применением радиоканалов связи.

Совокупность приборов и устройств, с помощью которых производится измерение (преобразование телеметрируемых величин в электрические сигналы), передача результатов измерения, их последующая дешифрация и обработка, называется *радиотелеметрической системой* (РТС).

Радиотелеметрическая система состоит из трех основных частей: первая — преобразующая часть осуществляет преобразование неэлектрических телеметрируемых величин в соответствующие электрические сигналы; вторая — радиотелеметрическая линия, осуществляющая передачу и регистрацию телеметрических сигналов, а третья — комплекс приборов, с помощью которых производится дешифрирование и обработка записанной информации. Так как дешифрирование и обработка ведутся обособленно, то часто под РТС понимают преобразующую часть совместно с радиотелеметрической линией, оконечным устройством которой является регистрирующая аппаратура.

В настоящее время радиотелеметрия широко внедряется в народном хозяйстве, где РТС используются как средства контроля за работой автоматических электростанций, метеорологических станций, станций законтурного заводнения в нефтедобывающей промышленности и во многих других отраслях науки и техники. Наиболее плодотворны РТС при научных исследованиях процессов в нижних и верхних слоях атмосферы, а также космического пространства с помощью радиозондов, ракет, искусственных спутников Земли и космических кораблей.

Современные РТС предназначаются для одновременного дистанционного измерения многих величин и параметров. Поэтому они делаются многоканальными, т. е. на входе и выходе такой системы можно выделить независимые информационные каналы, по которым передаются сигналы независимых измерений отдельных параметров.

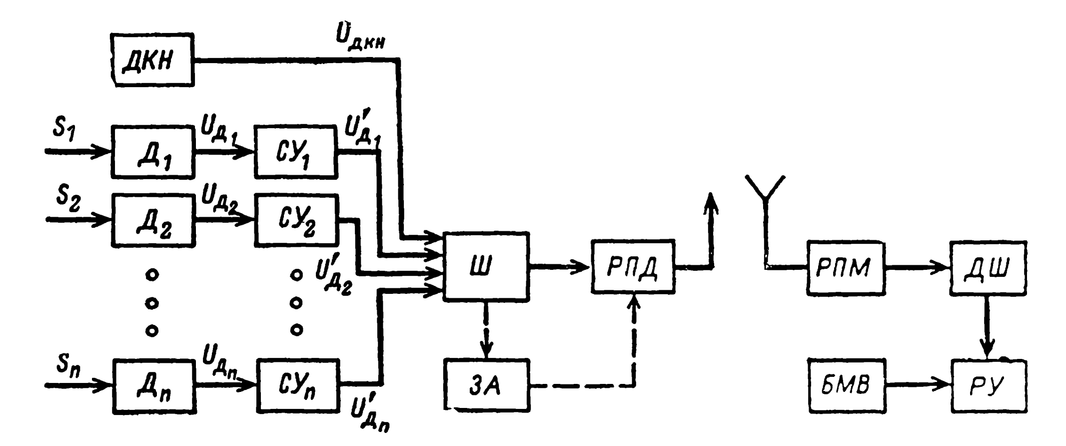


Рис. 26-1. Функциональная схема РТС.

$Д_1$—$Д_n$— датчики измеряемых величин; $СУ_1$—$СУ_n$— согласующее устройство; *ДКН* — датчик калибровочного напряжения; *Ш* — шифратор; *ЗА* — запоминающая аппаратура; *РПД* — радиопередатчик; *РПМ* — радиоприемник; *ДШ* — дешифратор; *РУ* — регистрирующее устройство; *БМВ* — блок меток времени.

Радиотелеметрические системы различают по принципу действия, электрическим схемам и конструкциям.

Датчики, согласующие устройства, шифратор и радиопередатчик образуют передающую установку, а радиоприемник, дешифратор и регистрирующее устройство — приемную установку РТС (рис. 26-1).

Датчики $Д_1$—$Д_n$ представляют собой устройства, воспринимающие измеряемые величины S_1—S_n и преобразующие их в электрические сигналы (см. т. 2, разд. 19). Контрольный параметр, который может принимать одно, два или большее число заранее известных значений, используется на приемной стороне для расшифровывания результатов измерений. Контрольный параметр специальным датчиком (ДКН) преобразуется в калибровочное напряжение $U_{ДКН}$. Количество датчиков, применяемых в РТС, определяется числом информационных каналов связи n. Многообразие электрических сигналов $U_{Д1}$—$U_{Дn}$, снимаемых с выходов датчиков, приводит к необходимости унифицировать их с тем, чтобы преобразовывать значения неэлектрических и электрических телеметрируемых величин в единый по виду электрический сигнал, пригодный для передачи по одному общему радиотракту. Кроме того, надо согласовать выход датчиков со входом шифратора, для этого служит согласующее устройство $СУ_1$ — $СУ_n$.

С выходов канальных согласующих устройств электрические сигналы, отображающие измеряемые параметры, поступают в шифратор, где сигналами $U'_{Д1}$ —$U'_{Дn}$ осуществляется модуляция (первичная) импульсных или синусоидальных напряжений $U_{п1}$—$U_{пn}$, называемых поднесущими колебаниями. Поднесущие напряжения модулируются для того, чтобы на одной несущей частоте можно было передать количественные значения нескольких измеряемых величин и разделить их по отдельным цепям (каналам) на выходе радиоприемника. Наряду с модуляцией в шифраторе выполняются операции суммирования поднесущих колебаний, чем достигается объединение отдельных каналов в один общий канал. Для выполнения всех своих задач шифраторы обычно включают генераторы электрических колебаний, модуляторы, коммутаторы, суммирующие устройства, преобразователи сигналов одного вида в другой и т. д.

Электрическими сигналами, полученными с выхода шифратора *Ш*, управляется радиопередатчик *РПД*, где осуществляется модуляция (вторичная) высокочастотных колебаний. Радиосигналы, выработанные радиопередатчиком, излучаются передающей антенной.

На передающей стороне РТС некоторых объектов, например искусственных спутников Земли, помимо датчиков, согласующих устройств, шифратора и радиопередатчика, устанавливается запоминающая аппаратура *ЗА*, предназначенная для записи и запоминания телеметрической информации в закодированной форме. Во время полета искусственного спутника в районе приема сигналов наземными радиотелеметрическими станциями по команде с Земли или автономно запоминающая аппаратура подключается к радиопередатчику *РПД* и вся запасенная информация быстро передается в направлении приемной станции.

В радиоприемнике *РПМ* принятые сигналы усиливаются и детектируются, так что на выходе образуется напряжение, подобное по качественным признакам тому, которое поступает на вход передатчика. Это напряжение подается в дешифратор *ДШ*,

основной задачей которого является разделение сигналов, отображающих различные измеряемые величины, по отдельным каналам и преобразование полученных напряжений (или токов) к виду, удобному для воздействия на регистрирующее устройство. В дешифраторе производится также отделение полезных сигналов от помех на основе тех качественных признаков (параметров поднесущих колебаний), которые были созданы в шифраторе. Таким образом, шифратор и дешифратор радиотелеметрической системы по существу выполняют взаимно обратные операции. Основными элементами дешифраторов являются частотные фильтры, коммутаторы, демодуляторы и т. д.

С помощью регистрирующего устройства записываются результаты телеизмерений. В некоторых радиотелеметрических системах, помимо напряжений, поступающих с дешифратора, записываются также выходные сигналы радиоприемника.

Наиболее часто для записи используются различного рода осциллографы с фотоприспособлениями, магнитописцы и стрелочные самописцы. Помимо средств записи, регистрирующее устройство иногда включает и приборы, позволяющие визуально наблюдать за характером изменения телеметрируемых величин в процессе проведения радиотелеизмерений (экспресс-информация).

Записанные тем или иным способом результаты измерений после окончания работы РТС дешифрируются и обрабатываются. Результаты обработки представляются в форме таблиц или графиков, характеризующих зависимость телеметрируемых величин S_1—S_n от времени.

Для привязки значений S_1—S_n к определенным моментам времени на ту же фотопленку, фотобумагу или магнитную ленту, на которой проводилась запись, наносятся так называемые метки времени. Для их получения в состав радиотелеметрической системы включается блок меток времени, вырабатывающий электрические импульсы. Расстояния между отметками этих импульсов на записи означают определенный временной интервал. Как правило, блок меток времени является составной частью приемной установки, хотя он может устанавливаться и на передающей стороне.

При установке блока меток времени на передающей стороне один из каналов радиотелеметрической системы отводится для передачи меток времени. При установке блока меток времени на приемной стороне отпадает необходимость в выделении специального канала для передачи меток времени. В ряде случаев требуется знать не функцию, характеризующую изменение телеметрируемой величины во времени, а лишь качественные характеристики состояния того или иного объекта, например факт включения или отключения нагрузки от электростанции, наличие обрыва или короткого замыкания в той или иной цепи и т. д. Системы, предназначенные для передачи сведений указанного вида на расстояние с помощью радиосредств, принято называть системами радиосигнализации.

Классификация РТС

Одним из важнейших признаков, по которым можно классифицировать РТС, является способ получения, передачи и накопления информационных данных. Различают аналоговые и дискретные (цифровые) РТС.

В аналоговых РТС передача и регистрация телеметрических сигналов при всех изменениях их значений от минимума до максимума производится в непрерывной форме.

В некоторых типах аналоговых РТС значения телеметрируемых величин передаются не все время, а выборочно с определенной периодичностью. При этом передаются все возможные значения телеметрируемых величин, которые они принимают к моменту передачи. На приемной стороне аналоговых РТС с дискретной во времени передачей непрерывная форма телеметрируемых сигналов восстанавливается путем интерполяции дискретных во времени посылок сигналов.

В дискретных (цифровых) РТС передаваемые и регистрируемые сигналы квантуются по величине. Передача квантованных сигналов осуществляется периодически.

Основным преимуществом аналоговых РТС является их сравнительная простота, недостатками — дополнительная погрешность измерений, вносимая трактом передачи и устройством регистрации телеметрических сигналов. В аналоговых РТС процесс обработки записанных данных трудно автоматизировать.

В цифровых РТС тракт передачи и регистрация данных не вносят дополнительных погрешностей в результаты телеизмерений. Кроме того, в таких РТС результаты записи легко поддаются автоматической обработке. К недостаткам цифровых РТС относится их сложность и громоздкость аппаратуры. Аналоговые и цифровые радиотелеметрические системы отличаются спецификой построения схем и имеют свои характерные элементы для преобразования сигналов.

В аналоговых РТС для осуществления многоканальной передачи на одной несущей частоте в основном используются два метода разделения каналов — частотное и временное. Широко применяются также аналоговые РТС с комбинированным разделением каналов, при котором один или несколько каналов системы с частотным разделением имеют еще дополнительное разделение по времени. Часто методы разделения каналов в многоканальной радиолинии называют методами уплотнения радиолиний.

В системах с частотным и временным разделением каналов могут применяться в принципе различные виды первичной модуляции поднесущих колебаний и вторичной

модуляции высокочастотных колебаний передатчика. Для обозначения видов модуляции, применяемых в РТС, используются лишь первые буквы названий соответствующих видов модуляции и строится это обозначение начиная от входа канала по направлению к несущей частоте. Так, запись ЧМ—ЧМ означает, что в РТС применяется частотная модуляция поднесущих колебаний сигналами датчиков и частотная модуляция несущей суммой модулированных поднесущих. Соответственно запись ФИМ—АМ означает, что в РТС измеряемые величины передаются с помощью импульсов, модулированных по фазе (положению), а высокочастотные колебания вырабатываются радиопередатчиком только в течение действия видеоимпульсов.

Системы с частотным разделением каналов могут иметь следующие комбинации используемых видов первичной и вторичной модуляций: АМ—АМ; ЧМ—АМ; АМ—ЧМ; ЧМ—ЧМ; АМ—ФМ; ЧМ—ФМ; здесь АМ, ЧМ, ФМ — соответственно амплитудная, частотная и фазовая модуляции.

Системы с временным разделением каналов являются импульсными системами, и поэтому в наименование первичной модуляции входит буква И. Эти системы обозначаются следующим образом: АИМ—АМ; АИМ—ЧМ; ШИМ—АМ; ФИМ—АМ; КИМ—АМ. Здесь АИМ, ШИМ, ФИМ, КИМ — соответственно амплитудно-импульсная, широтно-импульсная, фазо-импульсная и кодо-импульсная модуляции.

Часто в шифраторах РТС с временным разделением каналов один вид первичной модуляции (обычно АИМ) преобразовывается в другой (ШИМ, ФИМ или КИМ). В таком случае система обозначается по виду модуляции сигнала, поступающего в передатчик.

В системах с комбинированным разделением каналов используются три вида модуляции. Обозначение их в одной из систем может быть таким: АИМ—ЧМ—ЧМ. Это означает, что при первичном временном разделении каналов осуществляется амплитудно-импульсная модуляция. Далее этими импульсами модулируется по частоте генератор поднесущих колебаний. Выходное напряжение генератора поднесущих колебаний, в свою очередь, модулирует по частоте высокочастотные колебания передатчика.

Основные требования, предъявляемые к РТС

К современным РТС предъявляется ряд общих требований, которые сводятся к следующим:

1. *Одновременное измерение разнообразных по своей природе величин и параметров* (механических, физических, химических, электрических, биологических и др.), количество которых может достигать нескольких десятков, а в некоторых случаях и сотен.

2. *Работа с заданной точностью радиотелеизмерений в условиях оркужающей среды.* Обычно не все величины нужно регистрировать и передавать с одинаково высокой степенью точности. Поэтому при конструировании радиотелеметрической системы предварительно анализируются телеметрируемые величины и определяется допустимая максимальная погрешность телеизмерений. В соответствии с результатами проведенного анализа выбираются соответствующие элементы РТС.

По точности измерений, которая оценивается максимальной или среднеквадратичной ошибкой, РТС можно разделить на следующие четыре группы:

а) системы малой точности с допустимой погрешностью измерений 10—30% (применяются такие системы лишь для передачи качественных данных об исследуемых процессах);

б) системы средней точности с допустимой погрешностью измерений 3—5%;

в) системы большой точности с допустимой погрешностью измерений 1—2%;

г) системы очень большой точности с допустимой погрешностью измерений 0,1—0,5% (применяются в специальных случаях при проведении научных исследований).

3. *Радиотелеметрическая система должна допускать передачу сигналов с разнообразными частотными спектрами.* Например, некоторые телеметрируемые величины в процессе измерений могут изменяться с различной скоростью, что требует для их передачи различной ширины частотного спектра. По ширине частотного спектра передаваемые сообщения разделяются на медленно изменяющиеся со спектром, не превышающим единиц герц, и быстро изменяющиеся со спектром, достигающим 200—300 *гц* и более.

Другими общими требованиями являются: надежность работы, помехоустойчивость РТС, малые габариты и малый вес передающей установки, стабильность работы, простота эксплуатации, получение данных телеизмерений в удобной для записи и обработки форме, быстрота обработки записи результатов радиотелеизмерений, работоспособность системы при большом диапазоне изменений давления, температуры и влажности окружающей среды. Часто предъявляются также требования автоматической дешифрации результатов записи телеметрических сигналов.

Для оценки качества РТС их сравнивают по критерию эффективности $S_{\text{ртс}}$ (*гц*):

$$S_{\text{ртс}} = n\overline{F}_{\text{макс}}, \qquad (26\text{-}1)$$

где n — число рабочих каналов в системе;

$\overline{F}_{\text{макс}}$ — усредненное значение максимальной ширины спектров сигналов, которые могут быть переданы по каждому из каналов РТС, причем

$$\overline{F}_{\text{макс}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} F_{i\,\text{макс}}}{n}, \qquad (26\text{-}2)$$

а $F_{i\text{макс}}$ — максимальная ширина спектра сигнала, который может быть передан через i-й канал.

По эффективности РТС разделяются на следующие три группы: малой эффективности ($S_{\text{РТС}} = 300 \div 600$ *гц*); средней эффективности ($S_{\text{РТС}} = 4000—9000$ *гц*); большой эффективности ($S_{\text{РТС}} = 9000 \div 20\,000$ *гц*).

Из выражения (26-1) следует, что эффективность РТС можно повышать путем увеличения числа каналов и расширения полосы пропускания каждого из каналов. Возможно также уменьшение числа каналов и соответствующее расширение полосы пропускания каналов с тем, чтобы эффективность РТС оставалась неизменной. К такому методу прибегают в РТС с временны́м разделением каналов, используя параллельное включение каналов.

Погрешности радиотелеметрических измерений

Все погрешности, возникающие в РТС при телеизмерении, разделяются на две группы: погрешности из-за влияния внешних условий и погрешности, обусловленные несовершенством аппаратуры РТС и методов измерений.

Погрешности первой группы вызываются изменением параметров внешней среды (температура, влажность, давление); внешними механическими воздействиями (вибрация, ускорения); изменением условий распространения радиоволн; внешними радио помехами (производственные помехи, атмосферные помехи и др.).

Погрешности второй группы вызывают собственные шумы радиоприемного устройства РТС; изменение переходных сопротивлений в подвижных контактах потенциометрических датчиков, механических коммутаторов и т. п.; несовершенство устройств регистрации телеметрических сигналов и неточность обработки результатов записи.

Систематические и медленно изменяющиеся случайные погрешности, например, из-за изменения характеристики отдельных звеньев системы или характеристики окружающей среды могут быть существенно уменьшены и даже полностью исключены путем использования при дешифрировании калибровочного сигнала, передаваемого по одному из каналов РТС.

Главными источниками погрешностей на передающей стороне являются датчики и коммутаторно-модуляторные устройства. Наибольшую величину ошибок в приемной установке вносят демодуляторные, регистрирующие устройства и приборы дешифрирования и обработки записей.

Все ошибки, вносимые отдельными элементами РТС, могут быть рассчитаны, если известны принцип действия и принципиальная схема РТС.

В РТС с частотным разделением каналов существенное влияние на точность передачи сигналов оказывают переходные (линейные) и перекрестные (нелинейные) искажения, определяемые в основном количеством и значениями поднесущих частот. Поэтому первым условием является правильный выбор поднесущих частот.

Затем необходимо знать, при каком виде модуляции шумы оказывают наименьшее влияние на точность радиотелеизмерений и каково должно быть отношение эффективного напряжения сигнала к эффективному напряжению помехи для того, чтобы ошибки не превышали заданных значений.

Если выбирается РТС с временны́м разделением каналов, то прежде всего необходимо знать зависимость ошибок радиотелеизмерений от величины тактовой частоты при различных методах интерполяции, длительности измерительных импульсов, глубины модуляции и т. д.

После этого появляется возможность определить теоретически, а затем экспериментально уточнить общую среднеквадратичную погрешность радиотелеизмерении, определяемую приблизительно как корень квадратный из суммы квадратов отдельных составляющих ошибок. Разработать необходимую схему РТС и рассчитать ее основные элементы, т. е. технически грамотно выбрать основные параметры шифратора радиопередатчика, радиоприемника и дешифратора (разнос поднесущих частот, полоса пропускания разделительных фильтров и радиоприемника, тактовая частота, канальный интервал и т. д.) можно, только проведя анализ погрешностей, обусловленных шумами, переходными и перекрестными искажениями, а также дискретным характером передачи сигналов в импульсных РТС.

Особенности канала связи для РТС

В радиотелеметрических системах, и в особенности предназначенных для испытания подвижных объектов, важным звеном является радиочастотный канал связи.

К радиоканалам, используемым в радиотелеметрии, наряду с общими требованиями (высокая надежность и помехоустойчивость связи, отсутствие искажений передачи сообщений) предъявляются и специальные: малогабаритность передающей аппаратуры, направленность передачи и приема информации (локальность канала связи) в целях исключения возможности приема многократно отраженных от земли и ионосферы волн, автоматичность действия и др.

При отсутствии направленности канала связи на приемный пункт радиосигналы поступают с нескольких направлений, задержанные (вследствие отражения) во време-

ни относительно сигналов, принятых с основного направления. В результате принятое сообщение искажается. Особенно сильные искажения возникают в системах с первичной **ФИМ**. Необходимая направленность каналов связи достигается применением направленных антенн.

Диапазон волн для РТС выбирается в зависимости от предполагаемого объема передаваемых сообщений (дискретные или непрерывные), особенностей передаваемых сигналов и необходимого количества каналов в радиолинии. Так, в РТС, используемых для испытания летательных аппаратов в пределах земной атмосферы, несущая частота выбирается в пределах метрового или дециметрового диапазона (215—261 *Мгц*; 2150—235 *Мгц*). Выбор этого диапазона объясняется тем, что радиоволны указанных частот практически не поглощаются и не отражаются атмосферой, что способствует созданию надежно работающих систем. Кроме того, в указанных диапазонах легко реализуется возможность передачи многоканальной информации с широким спектром частот, а также проще реализуется направленность приема и передачи при сравнительно небольших размерах антенн (см. т. 1, разд. 6 и 7).

В системах, предназначенных для измерения на космических объектах, диапазон волн выбирается в пределах 100—10 000 *Мгц*. Это объясняется тем, что радиоволны ниже 15—20 *Мгц* отражаются от ионосферы Земли, а частоты ниже 100 *Мгц* заметно поглощаются в ионосфере. Частоты же выше 10 000 *Мгц* сильно поглощаются парами воды и кислородом, находящимися в атмосфере Земли. С увеличением несущей частоты уменьшается вращение плоскости поляризации, которое зависит от характеристики ионосферы и носит случайный характер. С уменьшением вращения плоскости поляризации появляется возможность использовать стабилизированные в пространстве передающие и приемные антенны с линейной поляризацией. Благодаря этому можно значительно уменьшить уровень шумов, принимаемых антенной, что очень важно для увеличения дальности линии связи. Поэтому для космической радиосвязи выбирают наиболее короткие волны диапазона 100—10 000 *Мгц* (см. т. 1, разд. 6).

Передающие и приемные антенны для РТС проектируют на основе существующей теории и практики их применения в различных областях связи и с учетом особенностей структуры и назначения РТС (см. т. 1, разд. 7).

Узконаправленная передающая антенна телеметрической системы не всегда может быть установлена на испытуемом (в особенности летательном) подвижном объекте. В связи с этим наиболее часто передающие антенны телеметрических систем, устанавливаемые на самолетах, ракетах и искусственных спутниках Земли, выполняются с ненаправленной (изотропной) диаграммой излучения.

В качестве передающих антенн используются штыревой или проволочный излучатель; одна или несколько выступающих частей объекта, электрически изолированных от корпуса; щелевой излучатель, заделанный заподлицо с обшивкой корпуса. Иногда для повышения надежности связи приходится искусственно уменьшать направленность передающей антенны. В таких случаях используется несколько щелевых антенн, располагаемых в разных частях корпуса испытуемого объекта.

Приемные антенны телеметрических систем работают обычно в более легких условиях. В связи с этим трудности, связанные с размещением и уменьшением веса антенн и другой приемной телеметрической аппаратуры, легче преодолеть.

Приемная антенна должна в известной степени компенсировать недостатки передающей антенны. Для этого ее выполняют с большим коэффициентом усиления (с узкой диаграммой направленности), чтобы улучшить прием слабых сигналов.

Вследствие неопределенности положения передающей антенны (из-за вращения испытуемого объекта в полете и т. д.) электромагнитное поле в месте приема будет иметь произвольную ориентацию плоскости поляризации. В связи с этим во избежание больших изменений уровня выходного сигнала приемная антенна должна иметь круговую поляризацию. Наиболее полно всем основным требованиям, предъявляемым к приемным антеннам, удовлетворяют спиральные антенны.

Сужение диаграммы направленности спиральных антенн достигается увеличением числа витков спирали.

Кроме обычных спиральных антенн, в телеметрических системах широко применяют спиральные антенны с параболическим рефлектором.

Сужение диаграммы направленности приемной антенны приводит к усложнению сопровождения такой антенной подвижного испытуемого объекта. Для слежения за объектом приемная узконаправленная антенна должна иметь специальное следящее устройство, посредством которого электрическая ось антенны непрерывно совмещается с направлением на объект.

Передающие и приемные устройства для РТС строятся на основе общих требований для радиоканалов связи и специфических особенностей, зависящих от выбранной телеметрической системы (см. т. 2, разд. 12 и 13).

Радиопередающие устройства современных телеметрических систем выполняются чаще по многокаскадной схеме, включающей в общем случае задающий генератор, буферный каскад, умножитель частоты, усилитель высокой частоты, усилитель мощности и модулятор. Вместе с тем в телеметрических системах широко распространены двухкаскадные стабилизированные кварцем передатчики, состоящие из задающего генератора и усилителя мощности. Такие пе-

редатчики обычно применяют в дециметровом и сантиметровом диапазонах рабочих волн.

Приемные устройства строятся по супергетеродинной схеме с учетом применяемого типа вторичной модуляции. Используются приемники с малошумящими усилителями высокой (бегущей волны, молекулярные, параметрические) (см. т. 2 разд. 13) и специализированными выходными устройствами.

26-2. СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Датчики, включаемые на входе каждого информационного канала РТС, преобразуют неэлектрические телеметрируемые величины в электрические (см. т. 2, разд. 19). Выходной электрической величиной датчика могут быть активное, индуктивное или емкостное сопротивление, ток э. д. с. или падение напряжения, частота и фаза переменного тока.

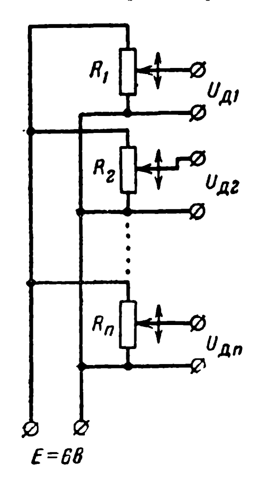


Рис. 26-2. Подключение потенциометрических датчиков к источнику питающего напряжения.

Для осуществления многоканальной передачи с помощью одной радиолинии различные электрические величины, поступающие с выхода датчиков отдельных каналов необходимо привести к единому по виду электрическому сигналу, принятому для передачи в данной РТС. Такое преобразование часто называют **нормализацией сигналов**. Устройства же, осуществляющие нормализацию сигналов, называют **согласующими устройствами**.

Существуют различные виды нормализации, но в большинстве РТС в качестве единого (нормированного) сигнала, снимаемого с выходов согласующих устройств, используется напряжение постоянного тока, изменяющееся (в соответствии с изменением телеметрируемой величины) в некоторых пределах (от 0 до +6 *в*). В дальнейшем при рассмотрении согласующих устройств мы будем придерживаться именно такой нормализации.

Наиболее просто нормализация и согласование сигналов осуществляется при использовании датчиков потенциометрического

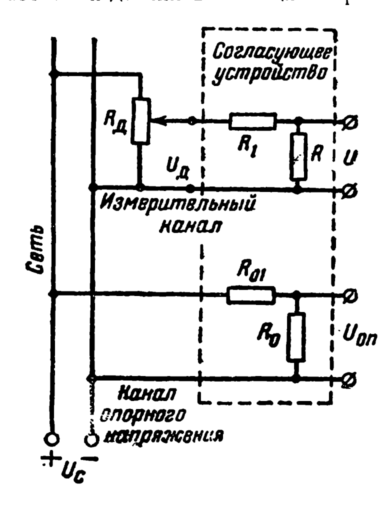


Рис. 26-3. Согласующее устройство с делителем напряжения.

типа. В этом случае не требуется специальных согласующих устройств. Достаточно, чтобы питание всех датчиков (рис. 26-2) осуществлялось от одного источника постоянного (нормированного) напряжения (например, $E=6$ *в*). Тогда с перемещением движков потенциометрических датчиков под действием изменяющихся телеметрируемых величин выходные напряжения всех датчиков будут изменяться в пределах от 0 до +6 *в*. Потенциометрические датчики можно питать также от источника переменного тока. В этом случае выходное переменное напряжение датчиков будет изменяться по амплитуде.

На рис. 26-3 приведена схема согласующего устройства с делителями напряжения на резисторах. Напряжение $U_д$, поступающее с выхода датчика на вход согласующего устройства, равно:

$$U_д = U_c \alpha, \qquad (26\text{-}3)$$

где U_c — напряжение питающей сети;
α — относительное отклонение подвижного контакта потенциометрического датчика.

Напряжение $U_д$ может изменяться в пределах от 0 до U_c. Изменение же нормированного напряжения $U_н$ на выходе согласующего устройства должно быть в пределах от 0 до $U_{н.макс}=6$ *в*. Для согласования выхода датчика со входом канала радиотелеметрической линии включается делитель напряжения с коэффициентом деления, равным отношению $R/R+R_1$.

Текущее значение напряжения U определяется из соотношения

$$U_н = U_с \alpha \frac{R}{R + R_1}. \qquad (26\text{-}4)$$

Нестабильность этого напряжения будет вызывать погрешность телеизмерений. Для устранения этой погрешности по одному из каналов телеметрической системы передается опорный (калибровочный) сигнал

$$U_{оп} = U_с \frac{R_0}{R_0 + R_{01}}. \qquad (26\text{-}5)$$

Отношение напряжений $U/U_{оп}$ не зависит от напряжения $U_с$ сети, а является лишь функцией телеметрируемого параметра и коэффициента передачи делителей напряжений в измерительном и опорном каналах:

$$\frac{U}{U_{оп}} = \frac{\alpha \frac{R}{R + R_1}}{\frac{R_0}{R_0 + R_{01}}} = \eta\alpha, \qquad (26\text{-}6)$$

где

$$\eta = \frac{R/R + R_1}{R_0/R_0 + R_{01}}.$$

Для реальной системы коэффициент η известен, поэтому, измерив отношение $U/U_{оп}$, можно определить величину телеметрируемого параметра.

При измерении постоянных токов (а не напряжений) согласование можно осуществлять путем последовательного включения в измеряемую цепь резистора, падение напряжения на котором используется для телеметрии (метод последовательного сопротивления).

В слаботочных цепях измеряемый ток усиливается посредством магнитного усилителя, работающего на переменном токе (рис. 26-4). Выходное напряжение магнитного усилителя подается на вход РТС (метод усиления).

В сильноточных цепях выделение телеметрического сигнала производится посредством шунта, падение напряжения на котором подается в магнитный усилитель (шунтовой метод). Выходное напряжение усилителя используется в цепях телеметрии.

При телеметрировании переменных напряжений в качестве согласующих устройств используется выпрямитель совместно с делителем напряжения (рис. 26-5).

Коэффициент трансформации трансформатора и сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбираются так, чтобы на резисторе R_2 при максимальной амплитуде телеметрируемого переменного напряжения выделялось постоянное напряжение, нормированное для данной РТС.

При телеметрировании срабатывания контактных устройств, питаемых от сети постоянного тока с напряжением $E_{ист}$, согласующее устройство можно осуществить по схеме, приведенной на рис. 26-6.

Во многих других согласующих устройствах используются различные преобразователи, с помощью которых электрические величины (фаза напряжения и тока, изменение омического сопротивления, интервалы между импульсами, частота следования и длительность импульсов и т. д.) преобразуются в напряжение постоянного тока соответствующей величины (см. т. 2, разд. 9).

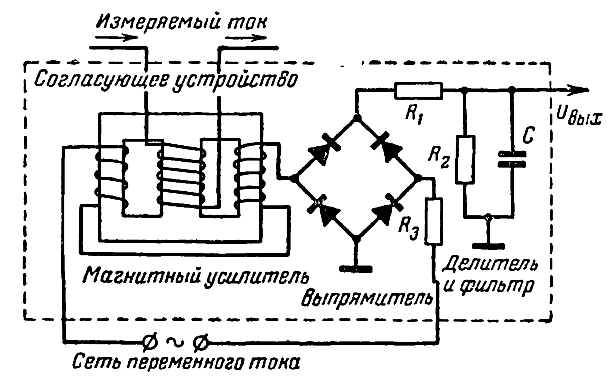


Рис. 26-4. Согласующее устройство с магнитным усилителем при измерении постоянного тока.

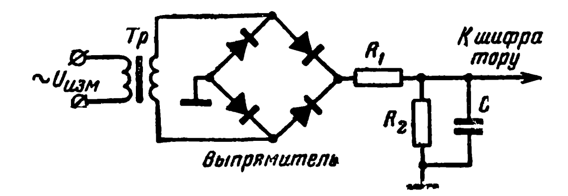


Рис. 26-5. Согласующее устройство при измерении напряжения переменного тока.

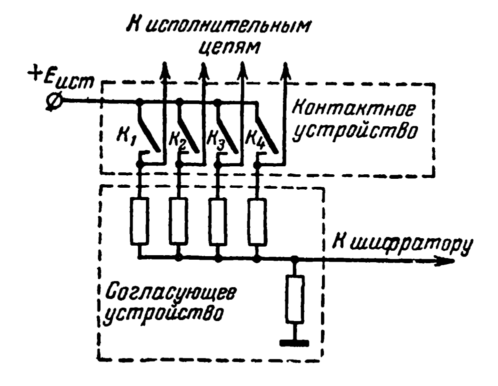


Рис. 26-6. Согласующее устройство при телеметрировании срабатывания контактных устройств.

26-3. ШИФРАТОРЫ И ДЕШИФРАТОРЫ РТС С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Принцип частотного разделения каналов

Сущность частотного разделения каналов (ЧРК) состоит в том, что в пределах спектра частот, выделенного для данной

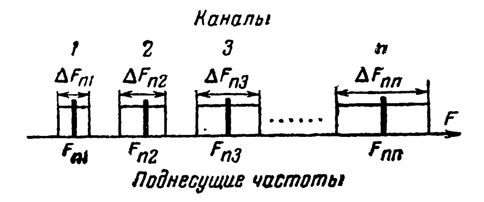


Рис 26-7. Пример распределения спектра частот РТС по измерительным каналам.

РТС, выбираются некоторые постоянные частоты $F_{п1}$, $F_{п2}$, ..., $F_{пn}$, называемые поднесущими частотами. Каждая поднесущая частота канала модулируется (первичная модуляция) сигналом S_i, передаваемым по этому каналу. При этом образуются соответствующие полосы частот. Ширина полосы, занимаемая каналом (ΔF_i), определяется частотным спектром телеметрируемой величины и используемым способом модуляции.

Примерное распределение поднесущих частот в информационном канале РТС приведено на рис. 26-7. Поднесущие частоты разносятся таким образом, чтобы при модуляции и объединении каналов не произошло взаимного наложения спектров сигналов соседних каналов.

Промодулированные поднесущие колебания всех каналов подводятся к сумматору и после преобразования передаются по общему каналу к радиопередатчику.

Суммарный сигнал используется для модуляции высокочастотных колебаний передатчика (вторичная модуляция).

На приемной стороне после детектора устанавливается система фильтров, с помощью которых происходит разделение принятых сигналов по соответствующим каналам. Число фильтров, обычно настроенных на одну из поднесущих частот, соответствует числу каналов. Выделенные фильтрами модулированные колебания поднесущих частот подвергаются демодуляции. При этом в качестве демодулирующих устройств на приемной стороне используются соответственно амплитудный, частотный или фазовый детекторы. В некоторых системах разделенные поднесущие колебания без демодуляции подаются в регистрирующее устройство.

Упрощенная функциональная схема системы с ЧРК приведена на рис. 26-8. Выходные электрические сигналы измерительных датчиков $Д_1$—$Д_n$, воспринимающих и преобразующих измеряемые величины S_1—S_n, поступают на первичные модуляторы $М_1$ — $М_n$. В РТС с частотным разделением каналов выходные сигналы датчиков нормализуются редко и только в случаях, когда хотят унифицировать схемы генераторов поднесущих колебаний. Поэтому на схеме рис. 26-8 согласующие устройства (нормализаторы) не изображены.

Первичные модуляторы воздействуют на генераторы поднесущих колебаний $Г_1$, $Г_2$, ..., $Г_n$, осуществляя модуляцию возбуждаемых этими генераторами колебаний. Модуляция в этом случае может быть амплитудной, частотной или фазовой. В устрой-

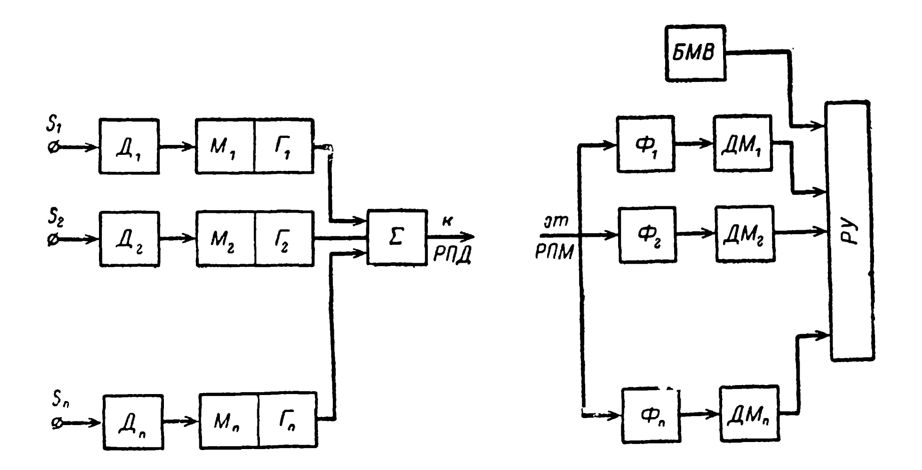


Рис. 26-8. Функциональная схема РТС с частотным разделением каналов.
$Д_1$—$Д_n$ — датчики; $М_1Г_1$—$М_nГ_n$ — первичные модуляторы и генераторы; Σ — суммирующее устройство; $Ф_1$—$Ф_n$ — полосовые фильтры; $ДМ_1$—$ДМ_n$ — демодуляторы; РУ — регистрирующее устройство; БМВ — блок меток времени.

ствах подобного типа часто трудно разделить генератор и модулятор. Поэтому на схеме они показаны объединенными. В качестве первичной модуляции (модуляции поднесущих колебаний) наиболее часто применяется частотная модуляция. При этом виде модуляции уменьшается влияние шумов и перекрестных искажений на точность телеметрических измерений; амплитуда поднесущих колебаний не зависит от уровня передаваемого сигнала, и упрощаются (по сравнению с АМ) требования к выделяющим частотным фильтрам на приемной стороне. Кроме того, частотная модуляция в генераторе поднесущих колебаний осуществляется проще, так как при этом многие датчики хорошо согласуются с генераторами поднесущей частоты (датчик служит одновременно одним из элементов схемы генератора, определяющих частоту генерируемых колебаний).

Достаточно высокое качество радиотелеизмерений в системах с первичной ЧМ достигается путем увеличения отношения девиации частоты поднесущего колебания к максимальной частоте электрического сигнала, отображающего измеряемую величину. Обычно это отношение выбирается равным 5. Современные частотные модуляторы довольно легко позволяют получать изменения поднесущей частоты в диапазоне 5—20% ее номинального значения без заметной паразитной амплитудной модуляции.

Сигналы, поступающие с выхода генераторов, подаются на суммирующее устройство Σ, а затем поступают на радиопередатчик. Модуляторы, генераторы поднесущих колебаний и суммирующее устройство образуют шифратор. В радиопередатчике осуществляется вторичная (как правило, тоже частотная) модуляция.

Преимущественное применение вторичной частотной модуляции в РТС с частотным разделением каналов объясняется следующими причинами: конструкция радиопередатчиков с ЧМ значительно проще, чем радиопередатчиков с АМ, имеющих ту же линейность; передатчик имеет меньшие габариты; в системах с ЧМ легче достигается малое взаимное влияние каналов, чем в системах с АМ; системы с ЧМ более помехоустойчивы, чем системы с АМ.

На выходе детектора приемника образуется сигнал, подобный действующему на входе радиопередатчика. Этот сигнал, спектр которого охватывает спектры частот всех каналов, подается на входы всех полосовых фильтров $Ф_1$, $Ф_2$, ..., $Ф_n$, настроенных соответственно на частоты $F_{п1}$, $F_{п2}$, ..., $F_{пn}$. Спектры отдельных измерительных каналов распределены в общем спектре частот без взаимного перекрытия. Каждый из полосовых фильтров пропускает спектр частот только соответствующего ему канала, отфильтровывая сигналы всех других частот. Таким образом, с помощью полосовых фильтров $Ф_{п1}$, $Ф_{п2}$, ..., $Ф_{пn}$ производится разделение сигналов по информационным каналам на приемной стороне (в дешифраторе). На выходе полосовых канальных фильтров устанавливаются детекторы. В результате вторичного детектирования (демодуляции) каждого из полученных сигналов детекторами $ДМ_1$, $ДМ_2$, ..., $ДМ_n$ формируются напряжения, отображающие в некотором масштабе сигналы датчиков. Эти сигналы записываются регистрирующим устройством *РУ*. Разделительные фильтры и демодуляторы составляют дешифратор РТС с частотным разделением каналов.

Генераторы колебаний поднесущих частот

Генераторы колебаний поднесущей частоты должны иметь высокую стабильность амплитуды (при амплитудной модуляции) и частоты колебаний при действии дестабилизирующих факторов, быть простыми и надежными и экономичными в эксплуатации. От стабильности частоты и амплитуды поднесущих колебаний зависит точность проводимых с помощью РТС измерений и надежность работы системы в целом.

Выбор схемы генератора поднесущих частот и модулятора определяется типом используемого датчика, характером выходного сигнала этого датчика и видом первичной модуляции.

Все генераторы можно разделить на генераторы с частотной и амплитудной модуляцией. Для осуществления частотной модуляции колебаний могут использоваться два метода:

а) метод непосредственного изменения частоты генерируемых колебаний посредством датчиков параметрического типа (индуктивных, емкостных и омических);

б) метод воздействия на генератор управляющего напряжения, получаемого от датчиков генераторного типа, потенциометрических датчиков с питанием от дополнительного источника напряжения, а также датчиков с согласующими устройствами. Модуляция колебаний генератора по амплитуде может осуществляться путем изменения режима его работы под действием управляющего напряжения, подводимого от датчика.

Для получения амплитудной модуляции поднесущих колебаний параметрические датчики напряжения можно включать в плечи мостовой схемы, к одной из диагоналей которой подводится напряжение постоянной амплитуды от генератора, с другой диагонали снимаются колебания, модулированные по амплитуде.

Для формирования колебаний поднесущей частоты в радиотелеметрии наибольшее распространение получили *LC* и *RC*-генераторы. В высокочастотной части диапазона поднесущих частот обычно используются *LC*-генераторы (трехточечные схемы, схемы с индуктивной связью и транзисторные генераторы). В низкочастотной части диапазона поднесущих частот применяются преимущественно *RC*-генераторы сину-

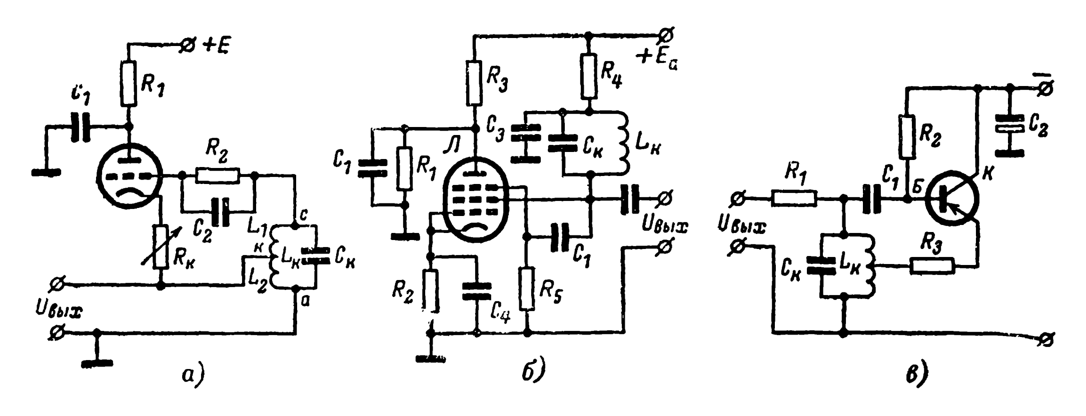


Рис. 26-9. Схемы генераторов поднесущих колебаний с *LC*-контурами.

а — с автотрансформаторной связью; *б* — транзитронного; *в* — с автотрансформаторной связью на транзисторе.

соидальных колебаний и релаксационные генераторы (мультивибраторы) с полосовыми выделяющими фильтрами. Широкое использование *RC*-генераторов объясняется тем, что элементы колебательного контура *LC*-генераторов на низких частотах становятся недопустимо громоздкими, а сами генераторы малостабильными.

Генератор синусоидальных колебаний с *LC*-контурами. В шифраторах РТС широкое применение находят генераторы синусоидальных колебаний, у которых в качестве элемента, определяющего частоту возбуждаемых колебаний, используется колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности $L_к$ и конденсатора емкостью $C_к$. Генераторы этого типа используются обычно на частотах свыше 10 *кгц*. Частота генерируемых колебаний определяется параметрами контура, включенного в схему генератора, и равна:

$$F = \frac{1}{2\pi L_к C_к}\sqrt{1-\frac{r^2}{\rho^2}},$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L_к}{C_к}}$ — характеристическое сопротивление контура; r — активное сопротивление катушки индуктивности контура.

Относительная нестабильность *LC*-генераторов составляет 10^{-2}—10^{-4}.

Наиболее часто в шифраторах РТС употребляют генераторы, собранные по схемам индуктивной трехточки, и транзитронные генераторы (рис. 26-9, *а*, *б*).

В настоящее время в схемах генераторов колебаний поднесущей частоты (ГПК) вместо ламп используются транзисторы. Для улучшения работы транзисторных ГПК при изменениях температуры окружающей среды в их схемы включаются термокомпенсирующие элементы и стабилизируются источники питания генератора.

На рис. 26-9, *в* приведена схема генератора на транзисторе, выполненная по схеме индуктивной трехточки. Колебательный контур в этом генераторе включен между коллектором и базой. Для образования цепи положительной обратной связи эмиттер транзистора через резистор R_3 подключен к отводу катушки индуктивности. Резистор

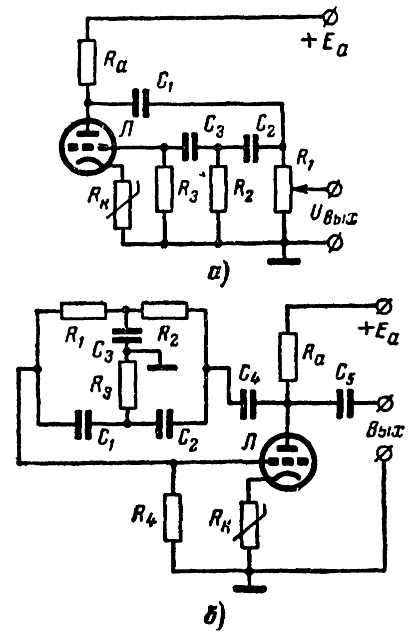


Рис. 26-10. Схемы *RC*-генераторов поднесущих колебаний.

а — с фазирующим четырехполюсником; *б* — с двойным Т-образным *RC*-фильтром.

R_3 выполняет ту же функцию, что и резистор $R_к$ в схеме лампового генератора на рис. 26-9, *а*, т. е. на нем за счет протекания эмиттерного тока образуется напряжение отрицательной обратной связи, способствующей более стабильной работе генератора. Резистор R_2, включенный в цепь коллектор—база, служит для создания выбранного ре-

жима транзистора (работа на заданном участке характеристики).

RC-генераторы колебаний поднесущей частоты могут генерировать достаточно стабильные синусоидальные и импульсные периодические колебания в сравнительно широком диапазоне частот от сотых долей герца до нескольких мегагерц. Наиболее полно преимущества RC-генераторов проявляются в области низких частот (см. т. 2, § 12-3).

Различают следующие разновидности RC-генераторов: генераторы, в цепи обратной связи которых используются фазирующие четырехполюсники из нескольких последовательно включенных простых RC-звеньев; генераторы с двойным Т-образным RC-фильтром в цепи обратной связи; генераторы с полосовыми RC-фильтрами; релаксационные генераторы с выделяющими фильтрами.

Особенностью RC-генератора с фазирующим четырехполюсником из дифференцирующих RC-звеньев (рис. 26-10, *а*) является то, что четырехполюсник в нем включен в цепь положительной обратной связи между анодной и сеточной цепями генераторной лампы. Подбором числа RC-звенев и величин их элементов можно добиться того, чтобы условие баланса фаз (сдвиг фазы на 180° в четырехполюснике) выполнялось на заданной частоте генерируемого сигнала. Наибольшее применение в генераторах имеют трех- и четырехзвенные RC-цепочки. Частота генерируемых колебаний определяется не только числом звеньев и величиной элементов звеньев, но и видом фазирующей RC-цепочки.

Соотношения, определяющие связь между частотой генерируемых колебаний и величинами элементов, а также затухание, вносимое RC-цепями приведены в табл. 26-1.

Из приведенных в таблице соотношений следует, что трехзвенные цепочки первого типа (из дифференцирующих звеньев) лучше применять для генерирования сигналов наиболее низкой частоты, а трехзвенные цепочки второго вида (с интегрирующими звеньями) — для наиболее высоких частот при тех же значениях R и C. Из таблицы также следует, что при использовании трехзвенных цепочек обоих видов коэффициент усиления усилительной части генератора должен быть более 29 (так как трехзвенная цепочка ослабляет сигнал в 29 раз), а при четырехзвенных цепочках — более 18,4.

В схеме на рис. 26-10, *а* помимо положительной обратной связи через фазирующий RC-четырехполюсник применяется отрицательная обратная связь (включение в катодную цепь лампы резистора $R_к$, не шунтированного конденсатором), которая способствует улучшению формы колебаний генератора.

Для уменьшения шунтирующего действия на нагрузку цепи обратной связи в схему генератора вводят дополнительный каскад — катодный повторитель, включаемый между усилительной лампой генератора и RC-цепочкой.

В схеме генератора с двойным Т-образным RC-мостом (рис. 26-10, *б*) мост включен в цепь обратной связи между анодной и сеточной цепями генераторной лампы. Наиболее часто применяются симметричные двойные Т-образные мосты, у которых $C_1=C_2=C$ и $R_1=R_2=R$.

Затухание α, вносимое симметричным мостом (из анодной цепи в сеточную цепь) на частоте $\omega_0=1/RC$, определяется из следующего выражения:

$$\alpha=-\frac{1+n+2n^2}{n(1-2n)}, \qquad (26\text{-}7)$$

где

$$n=\frac{C}{C_з}=\frac{R_з}{R}. \qquad (26\text{-}8)$$

Из приведенного соотношения следует, что при $0{,}5C_з<C$, а $R_з<0{,}5R$ сигнал на выходе двойного Т-образного моста оказывается сдвинутым по фазе по отношению к входному на 180°, т. е. будет выполняться условие баланса фаз. Если при этом выполняется условие баланса амплитуд, то генератор возбудится. Затухание двойного Т-образного моста в области значений n $0<n<0{,}5$ имеет минимальное значение при $n=0{,}207$, равное $\alpha=11$. Следовательно, если двойной Т-образный RC-фильтр, элементы которого выбраны из условий $C_1=C_2=C$; $C_з=C/0{,}207$ и $R_1=R_2=R$; $R_з=0{,}207R$, включить между анодной и сеточной цепями (рис. 26-10, *б*), и усиление каскада будет не менее 11, то такая схема будет работать как генератор синусоидальных колебаний. Частота генерируемых колебаний в этом случае составляет $F_0=1/2\pi RC$. Для улучшения формы генерируемых колебаний в катодную цепь генераторной лампы включается резистор $R_к$, не шунтируемый конденсатором.

Генераторы с двойным Т-образным RC-фильтром обычно работают на фиксированных частотах. Их колебания могут также легко модулироваться по частоте. Частотная модуляция осуществляется изменением сопротивления резистора $R_з$, в качестве которого может быть использован датчик с изменяемым сопротивлением.

RC-генераторы с полосовыми RC-фильтрами. На рис. 26-11, *а* приведена одна из схем полосовых RC-фильтров, частотные характеристики которых аналогичны по форме характеристикам параллельного колебательного LC-контура.

Если элементы фильтра выбраны так, что его параметры соответственно равны $R_1=R_2$; $C_1=C_2$, то на некоторой частоте $F_0=1/2\pi RC$ затухание, вносимое фильтром, оказывается минимальным и равным 3. Это означает, что минимальный коэффициент усиления, при котором удовлетворяется условие баланса амплитуд в генераторе с таким фильтром, также должен быть равен 3.

Следует отметить, что в генераторах с полосовыми RC-фильтрами по сравнению

Таблица 26-1

Схема цепи	Параметры	
	ω_0	α
3-х звенная 1-го вида	$\frac{1}{\sqrt{6}CR}$	—29
3-х звенная 2-го вида	$\frac{\sqrt{6}}{CR}$	—29
4-х звенная 1-го вида	$\frac{\sqrt{0,7}}{CR}$	—18,4
4-х звенная 2-го вида	$\frac{1}{\sqrt{0,7}CR}$	—18,4

Примечание. ω_0 — частота, на которой сигнал на выходе RC-цепочки сдвигается по фазе относительно входного сигнала на 180°; α — затухание RC-цепочки.

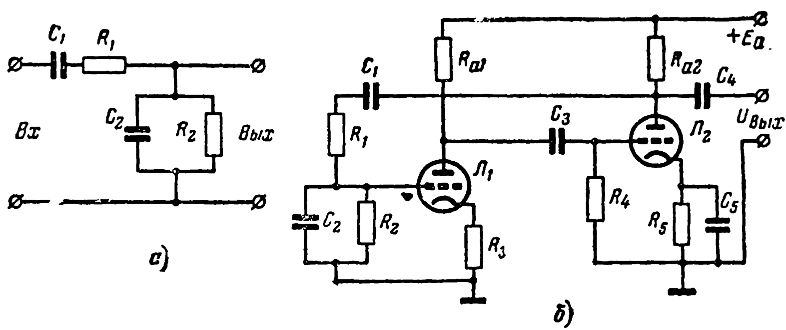


Рис. 26-11. Схема генератора поднесущих колебаний с полосовым RC-фильтром.
а — схема фильтра; *б* — схема генератора.

с RC-генераторами других типов требуется от усилительной части наименьшее усиление. Эти генераторы устойчиво работают при амплитудной и частотной модуляции генерируемых ими колебаний. Генератор (рис. 26-11, *б*) содержит двухкаскадный усилитель на лампах (или транзисторах) $Л_1$ и $Л_2$. Резисторы R_{a1} и R_{a2} являются нагрузками ламп $Л_1$ и $Л_2$ соответственно. Между анодной цепью лампы $Л_2$ и сеточ-

ной цепью лампы $Л_1$ образована положительная обратная связь посредством полосового RC-фильтра (C_1R_1; C_2R_2). В схеме генератора применена отрицательная обратная связь по току резистора R_3.

Для повышения стабильности параметров генерируемых колебаний и улучшения их формы в генераторах подобного типа применяют более сложные цепи отрицательной обратной связи.

меняющиеся сигналы (усилитель постоянного тока).

Период, а следовательно, и частоту колебаний мультивибратора можно изменять путем симметричного изменения постоянной времени цепей R_cC в каждом из каскадов мультивибратора. Однако такой способ в шифраторах радиотелеметрических систем не всегда бывает удобен. Часто возникает необходимость изменять частоту мультивибратора под действием электрического управляющего напряжения, поступающего с выхода датчика или согласующего устройства.

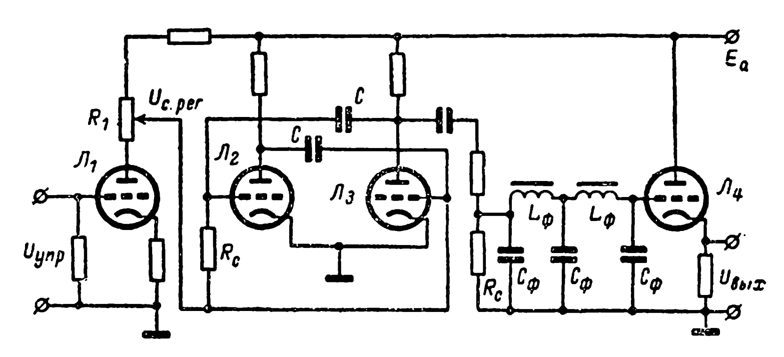


Рис. 26-12. Упрощенная схема генератора поднесущих колебаний с релаксатором.

Генератор синусоидальных колебаний с релаксатором (рис. 26-12) представляет собой релаксационный генератор, выходные колебания которого (прямоугольной, трапециевидной, пилообразной формы) пропускаются через узкополосный фильтр, настроенный на одну из гармоник основной частоты колебаний релаксатора. В результате фильтрации выделяется напряжение синусоидальной формы с частотой, равной частоте гармоники, на которую настроен фильтр.

Основными типами релаксаторов, которые используются в генераторах подобного типа, являются мультивибратор и блокинг-генератор. Блокинг-генератор при этом используется в основном для генерирования периодической последовательности коротких прямоугольных видеоимпульсов. Мультивибратор больше используется для генерирования периодической последовательности более длительных прямоугольных видеоимпульсов. При этом мультивибратор позволяет изменять в широких пределах длительность генерируемых им импульсов путем изменения режима работы ламп (см. т. 1, разд. 11).

От формы, длительности и частоты следования импульсов зависит состав спектра выходного сигнала релаксатора.

В состав генератора входит: управитель, мультивибратор, RC-фильтр и выходной каскад — катодный повторитель.

Управитель по существу представляет собой усилитель на лампе $Л_1$ управляющих сигналов $U_{упр}$, под действием которых мультивибратор изменяет частоту генерируемых им колебаний. Усилитель управляющих сигналов не имеет переходных емкостей, поэтому он может усиливать медленно

Мультивибратор, схема которого приведена на рис. 26-12, перестраивается по частоте изменением напряжения $u_{c\ рег}$, подводимого к сеткам ламп $Л_2$ и $Л_3$. С увеличением напряжения $u_{c.рег}$ на сетках ламп мультивибратора уменьшается период генерируемых им колебаний и наоборот. Тип и частотная характеристика выделяющего фильтра, устанавливаемого на выходе мультивибратора, определяются номером выделяемой гармоники частоты следования импульсов выходного сигнала, модуляционными изменениями частоты и необходимым ослаблением сигналов соседних (с обеих сторон) гармоник спектра. Для выделения первой гармоники могут применяться фильтры нижних частот достаточной селективности, выполненные из LC или из RC-элементов. Задаваясь необходимым ослаблением сигнала на частоте соседней (высшей) с выделяемой гармоники спектра (второй или в случае симметричного мультивибратора — третьей), определяют параметры фильтра.

Модуляторы гармонических колебаний поднесущих частот

Модулятор шифратора РТС с ЧРК — один из узлов системы, от параметров и работы которых зависит точность радиотелеметрических измерений. Поэтому основные требования к модулятору РТС связываются с его модуляционной характеристикой. Эта характеристика должна быть линейной, иметь возможно большую крутизну и не изменяться во времени (быть стабильной) при

воздействии на модулятор дестабилизирующих факторов: температуры и влажности окружающей среды; вибраций; непостоянства питающих напряжений и др. Нарушение линейности модуляционной характеристики и ее нестабильность вызывают существенные погрешности при радиотелеметрических измерениях. Каждый из канальных модуляторов должен иметь наиболее простую схему и конструкцию, малый вес и небольшие габариты и быть экономичным в питании.

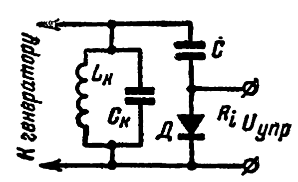


Рис. 26-13. Схема включения *RC*-цепочки с управляющим диодом в колебательный контур.

В шифраторах РТС с частотным разделением каналов в качестве частотных модуляторов генераторов поднесущей частоты каналов наиболее широко применяются модуляторы с использованием полупроводникового перехода в качестве управляемой емкости; реактивной лампы или реактивного транзистора; управляемого активного сопротивления; дополнительной реактивности, регулируемой с помощью последовательно включенного с ней управляемого активного сопротивления.

Для получения ЧМ колебаний в *LC*-генераторе параллельно колебательному контуру подключают цепочку из последовательно соединенных конденсатора и управляемого диода (рис. 26-13). В этой цепи в качестве управляемого сопротивления используется внутреннее сопротивление диода R_i с нелинейной вольт-амперной характеристикой. Если у диода изменять положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике путем изменения управляющего напряжения $U_{упр}$, то будет изменяться внутреннее сопротивление диода и тем самым в контур будет вноситься большая или меньшая емкость.

Амплитудная модуляция поднесущих колебаний при использовании в шифраторе потенциометрических датчиков достигается с помощью мостовых или дифференциальных схем (см. т. 2, разд. 19). К одной из диагоналей моста (дифференциальной схемы) подводится напряжение от генератора, а с другой диагонали снимаются модулированные колебания. В одно из плеч моста включается параметрический датчик, посредством которого осуществляется амплитудная модуляция поднесущих колебаний. Получение амплитудной модуляции под воздействием управляющего напряжения достигается посредством ламповых (транзисторных) модуляторов изменением режима их работы.

Суммирующие устройства

Все суммирующие устройства подразделяются на пассивные и активные. Пассивные суммирующие устройства, в свою очередь, подразделяются на параллельные, последовательные и мостовые.

В суммирующих устройствах параллельного типа (рис. 26-14, *а*) суммарное напряжение U_Σ образуется на резисторе R_0:

$$U_\Sigma = \frac{U_1 y_1 + U_2 y_2 + \cdots U_n y_n}{y_0 + y_1 + y_2 + \cdots + y_n}, \quad (26\text{-}9)$$

где

$y_0 = 1/R_0$; $y_1 = 1/R_1$ (y_0, y_1, y_2, ..., y_n — проводимость соответствующих цепей).

Если $y_1 = y_2 = ... = y_n = y$, что часто бывает на практике, то

$$U_\Sigma = \frac{(U_1 + U_2 + \cdots + U_n)\, y}{y_0 + ny}. \quad (26\text{-}10)$$

При сопротивлении R_0, соизмеримом с сопротивлениями резисторов R_1—R_n, включаемых в цепи отдельных источников, наблюдается большое влияние работы одного источника напряжения на другой.

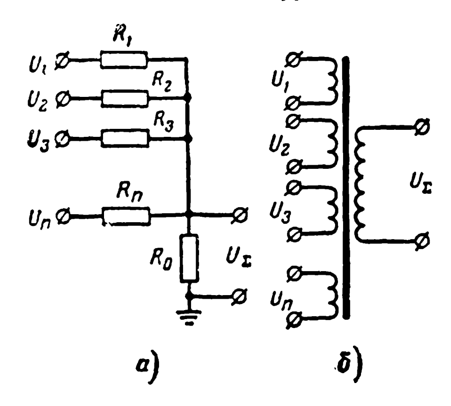


Рис. 26-14. Схемы суммирующих устройств
а — параллельного типа на резисторах; *б* — последовательного типа на трансформаторах.

Для уменьшения взаимного влияния необходимо выполнить условие $y_0 \gg ny$. Тогда, как это следует из выражения (26-10),

$$U_\Sigma = \frac{(U_1 + U_2 + \cdots + U_n)\, R_0}{R}. \quad (26\text{-}11)$$

Приведенное соотношение показывает, что доля каждого слагаемого в выходном напряжении значительно меньше (в R_0/R раз) величины соответствующего входного напряжения. Это обстоятельство характеризует основной недостаток описанного суммирующего устройства. Однако, несмотря на отмеченный недостаток, суммирующие устройства параллельного типа на резисторах широко применяются в технике радиотелеметрии, особенно в системах с малым числом каналов.

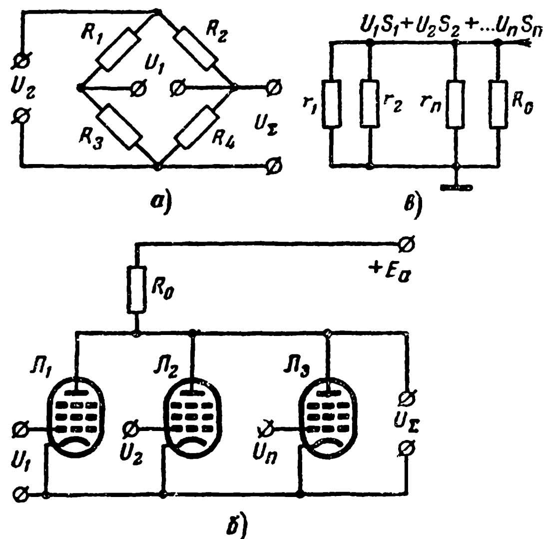


Рис. 26-15. Схемы суммирующих устройств мостового типа и на лампах.

В сумматорах *последовательного* типа (рис. 26-14, *б*) обычно применяется трансформатор с одной вторичной и n первичными обмотками. Число n определяется количеством источников напряжений, которое нужно сложить.

Последовательные устройства сложения позволяют получать большую величину выходного напряжения по сравнению с параллельными. Поэтому применять их более целесообразно. Однако трансформаторные суммирующие устройства пригодны для сложения напряжений только переменного тока.

Мостовая суммирующая схема (рис. 26-15, *а*) позволяет суммировать только два напряжения. В отличие от параллельных и последовательных суммирующих устройств мостовая схема полностью устраняет взаимную связь между входами, если мост сбалансирован и входами служат противоположные диагонали моста.

Активное суммирующее устройство параллельного типа. При применении триодов или пентодов используются схемы с общим сопротивлением нагрузки R_0 в цепи анодов (рис. 26-15, *б*) или в цепи катодов. При суммировании быстро изменяющихся напряжений пентоды предпочтительнее триодов, поскольку их входные емкости малы. Процесс суммирования напряжений в схеме с параллельно соединенными анодами основан на протекании тока каждой лампы через общее сопротивление нагрузки R_0.

На основании эквивалентной схемы (рис. 26-15, *в*) сумматора можно получить выражение для выходного напряжения в следующем виде:

$$U_\Sigma = \frac{U_1 S_1 + U_2 S_2 + \cdots + U_n S_n}{y_0 + y_1 + y_2 + \cdots + y_n}, \qquad (26\text{-}12)$$

где S_1, S_2, ..., S_n — крутизны анодно-сеточных характеристик ламп $Л_1$, $Л_2$, ..., $Л_n$; $y = 1/R_0$ — проводимость нагрузки; y_1, y_2, ..., y_n — проводимости участка анод — катод.

Так как для этих схем применяют пентоды, то для определения суммарного напряжения можно пользоваться следующим приближенным выражением:

$$U_\Sigma = SR_0(U_1 + U_2 + \cdots + U_n), \qquad (26\text{-}13)$$

где S — крутизна характеристики пентода. Из приведенного выражения следует, что напряжение U_Σ может иметь большую величину даже при небольших значениях суммируемых напряжений. Это объясняется усилением входных сигналов каждым из каскадов.

Активные суммирующие устройства с резистором R_0, включенным в цепь катодов ламп (катодные повторители, работающие на общую нагрузку), вырабатывают выходное напряжение U_Σ, переменная составляющая которого достаточно точно определяется соотношением

$$U_\Sigma = \frac{U_1 + U_2 + \cdots + U_n}{n}. \qquad (26\text{-}14)$$

В ламповых схемах сложения взаимная связь между источниками отсутствует (если пренебречь связью через междуэлектродные емкости), в то время как в пассивных сумматорах эта связь всегда имеется.

Суммирующее устройство с параллельно соединенными катодами отличается также малым выходным сопротивлением.

В заключение следует отметить, что активные суммирующие устройства более громоздки и менее надежны в работе, чем пассивные. Однако они наряду с сложением сигналов одновременно усиливают эти сигналы.

Фильтры дешифраторов РТС

Для разделения модулированных поднесущих колебания по отдельным цепям в дешифраторе приемной части РТС применяются селективные фильтры. В зависимости от расположения полосы пропускания фильтра на шкале частот различают фильтры нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосовые фильтры (ПФ) и заградительные фильтры (ЗФ).

В дешифраторах РТС с ЧРК наибольшее применение находят полосовые фильтры, которые используются для разделения сигналов поднесущих частот по информационным каналам.

Основные свойства электрического фильтра определяются его амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками. Используемые в дешифраторе фильтры не должны искажать передачу спектра сигнала, принимаемого по информационному каналу; иметь большое затухание в полосе непрозрачности и большую крутизну частотной зависимости затухания в областях перехода

от полосы пропускания к полосе непрозрачности.

Среди полосовых фильтров основное значение имеют LC и RC-фильтры. Эти фильтры включаются в качестве нагрузки ламповых (транзисторных) усилительных каскадов. Применяются также кварцевые частотные анализаторы гетеродинного типа и механические резонансные устройства.

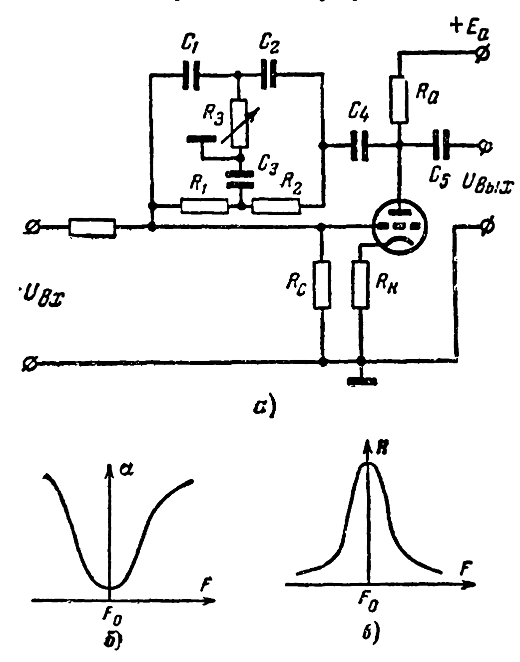


Рис. 26-16. Селективный усилитель с двойным Т-образным RC-мостом в цепи отрицательной обратной связи.

а — схема; *б* — амплитудно-частотная характеристика фильтра; *в* — амплитудно-частотная характеристика усилителя.

В настоящее время в дешифраторах РТС все более широко используются RC-фильтры, селективные свойства которых основаны на зависимости коэффициента передачи RC-цепочек от частоты проходящих сигналов. RC-фильтры получаются малогабаритными даже при их конструировании на очень низкие звуковые частоты. Низкочастотные полосовые фильтры и в особенности RC-фильтры имеют малую добротность и, следовательно, низкие избирательные свойства. Улучшение этих свойств, например, в LC-фильтрах достигается использованием в усилительном режиме положительной обратной связи.

Повышение избирательных свойств полосовых RC-фильтров достигается включением их в цепь обратной связи каскада и увеличением коэффициента усиления последнего. Для примера приведена схема усилителя с двойным Т-образным RC-фильтром (рис. 26-16, *а*) (R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3) в цепи отрицательной обратной связи (с анода на сетку). Двойной Т-образный RC-фильтр имеет амплитудно-частотную характеристику заградительного фильтра (рис. 26-16, *б*), а если включить его в цепь обратной связи усилителя, то амплитудно-частотная характеристика (зависимость коэффициента усиления K от частоты) последнего будет иметь вид резонансной характеристики (рис. 26-16, *в*).

Частота F_0, на которой усилитель имеет максимальное усиление, определяется параметрами схемы двойного Т-образного фильтра. Обычно используется симметричный двойной Т-образный RC-фильтр, у которого $R_1=R_2=R$, $R_3=R/2$ и $C_1=C_2=C$; $C_3=2C$. При таком фильтре частота сигнала с максимальным усилением определяется из выражения $F_0=1/2\pi RC$. Эквивалентная добротность усилителя с двойным Т-образным мостом составляет $Q_э \approx K/4$, где K — коэффициент усиления усилителя (без цепи обратной связи). Полоса пропускания такого усилителя равна:

$$2\Delta F = \frac{4F_0}{K}. \qquad (26\text{-}15)$$

Таким образом, полоса пропускания усилителя с двойным Т-образным RC-фильтром зависит от коэффициента усиления усилителя.

Для расширения полосы и увеличения крутизны частотной характеристики усилителя в области перехода от полосы пропускания к полосе непрозрачности в усилитель могут включаться два и более двойных Т-образных моста (полосовой усилитель).

Демодуляторы. Для демодуляции сигналов в каждом из каналов, полученных на выходе из разделительных фильтров, используются соответствующие детектирующие устройства. При частотной модуляции поднесущих колебаний в качестве демодуляторов применяются частотные детекторы, при амплитудной модуляции — амплитудные детекторы.

Переходные и перекрестные искажения

Если частотные характеристики разделительных фильтров двух или нескольких соседних каналов перекрываются (что теоретически всегда возможно), то при восстановлении телеметрической информации на приемном пункте будут появляться ошибки, называемые переходными искажениями.

Взаимное влияние каналов в РТС с частотной селекцией вызывается не только переходными искажениями, но и нелинейностью амплитудной характеристики приемо-передающего тракта. Ошибки радиотелеизмерений, получающиеся из-за нелинейности амплитудной характеристики РТС, принято называть перекрестными искажениями.

Степень взаимного влияния каналов обычно оценивается коэффициентами переходных помех $\delta_{пер}$ и перекрестных искажений $\delta_{перекр}$. Эти коэффициенты определяются как отношение максимальной абсолютной

погрешности $\Sigma\Delta U_i$, обусловленной влиянием всех каналов, к максимальному значению телеметрируемой величины $S_{макс}$ в рассматриваемом канале.

Анализ причин, вызывающих переходные и перекрестные искажения, и учет степени влияния этих искажений на результаты радиотелеизмерений, дают возможность сформулировать требования к разделительным фильтрам и технически грамотно выбрать значения поднесущих частот и допустимое число каналов в РТС.

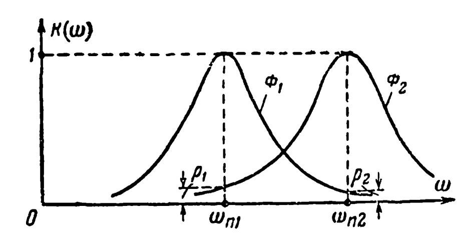


Рис. 26-17. Амплитудно-частотные характеристики фильтров $Ф_1$ и $Ф_2$ двух соседних каналов.

Переходные искажения. Этот вид межканальных помех возникает из-за недостаточно хорошей фильтрации поднесущих колебаний и может быть даже при идеальной линейной характеристике РТС. На рис. 26-17 представлены частотные характеристики фильтров двух соседних каналов РТС. Как следует из приведенного рисунка, характеристики фильтров перекрываются. Если для простоты предположить, что по обоим каналам передаются сигналы немодулированных поднесущих колебаний $\omega_{п1}$ и $\omega_{п2}$, совпадающих с резонансными частотами соответственно фильтров $Ф_1$ и $Ф_2$, то за счет перекрытия частотных характеристик фильтров сигналы частоты $\omega_{п1}$ первого канала будут попадать во второй канал, а сигналы частоты $\omega_{п2}$ второго канала — в первый, вызывая взаимные искажения. Величина взаимного влияния каналов при этом будет зависеть от относительных коэффициентов передачи фильтров на частотах соседних каналов ρ_1 и ρ_2. Предположим, что модуляция поднесущих отсутствует, а разность поднесущих второго и первого каналов $\Delta\omega_к = \omega_{п2} - \omega_{п1}$ много меньше величины поднесущих частот:

$$\Delta\omega_к \ll \omega_{п1},\ \Delta\omega_к \ll \omega_{п2}.$$

Если коэффициент передачи фильтра второго канала имеет вид:

$$K_2 = K_2(\Delta\omega),\ \text{где}\ \Delta\omega = \omega_{п2} - \omega,$$

то напряжение во втором канале будет равно сумме напряжений:

$$U_{рез} = U_1K_2(\Delta\omega_к)\sin\omega_{п1}t + U_2K_2(0)\sin\omega_{п2}t = U_{II}\sin\omega_{п1}t + U_I\sin\omega_{п2}t,$$

где $U_I = U_2K_2(0)$; $U_{II} = U_1K_2(\Delta\omega_к)$.

Первая составляющая правой части последнего выражения ($U_{II}\sin\omega_{п1}t$) представляет собой мешающий сигнал первого канала во втором. Поскольку коэффициент передачи второго канала на частоте сигнала первого канала равен (в соответствии с обозначением на рис. 26-17):

$$K_2(\Delta\omega_к) = \rho_1,$$

то максимальная абсолютная ошибка измерения во втором канале при этом составит:

$$U_{II} = U_1K(\Delta\omega_к) = U_1\rho_1.$$

Следовательно, чем меньше коэффициенты ρ_1 и ρ_2, тем меньше взаимное проникновение (влияние) переходных помех. Уменьшение ρ_1 и ρ_2 достигается путем большего разноса поднесущих частот и увеличения крутизны спада (прямоугольности) частотных характеристик фильтров в полосе их непрозрачности.

Перекрестные искажения. Реальная радиолиния не является линейной системой.

В передающей установке нелинейные искажения возникают вследствие нелинейности динамических характеристик усилителей и модуляторов. При этом нелинейные искажения тем больше, чем выше уровень передаваемого сигнала.

В приемной установке нелинейные искажения возникают в усилителе низкой частоты и при нелинейном детектировании сигналов промежуточной частоты.

В многоканальной радиолинии, когда на сетку модуляторной лампы передатчика и сетку лампы усиления низкой частоты приемника воздействует напряжение всех каналов, максимальная амплитуда результирующего сигнала может достигать значительной величины, равной арифметической сумме поднесущих колебаний всех каналов.

Из-за нелинейности РТС при прохождении сигналов образуются гармоники и комбинационные частоты. С увеличением числа поднесущих колебаний существенно возрастает число комбинационных частот (взаимное влияние каналов). Появляющиеся при этом погрешности телеизмерений, называемые перекрестными искажениями, как правило, нельзя устранить даже при применении разделительных фильтров высокого качества.

Величина перекрестных искажений в значительной степени зависит от амплитуды поднесущих колебаний и разноса поднесущих частот. При небольшом числе каналов (порядка 6—8) правильным выбором поднесущих частот удается исключить попадание комбинационных частот в полосы пропускания канальных частотных фильтров приемника. Поэтому при разработке РТС с ЧРК число поднесущих частот (число каналов с частотным разделением) выбирается таким, чтобы *перекрестные искажения* не превышали заданной величины и не влияли на точность измерений. Обычно число каналов в РТС с ЧРК не превышает 10—12.

Таблица 26-2

№ канала	Центральное значение поднесущей частоты, *гц*	Границы изменения частоты		Максимально допустимое отклонение частоты, *гц*
		нижняя	верхняя	
1	400	370	430	6
2	560	518	602	8,4
3	730	675	785	11
4	960	888	1 032	14
5	1 300	1 202	1 398	20
6	1 700	1 572	1 828	25
7	2 300	2 127	2 473	35
8	3 000	2 775	3 225	45
9	3 900	3 607	4 193	59
10	5 400	4 995	5 805	81
11	7 350	6 799	7 901	110
12	10 500	9 712	11 288	160
13	14 500	13 412	15 588	220
14	22 000	20 350	23 650	330
15	30 000	27 750	32 250	450
16	40 000	37 000	43 000	600
17	52 500	48 560	56 400	790
18	70 000	64 750	75 250	1 050

В системах с первичной ЧМ при прочих равных условиях перекрестные искажения проявляются меньше, чем в РТС с первичной АМ. В многоканальных РТС с ЧРК для получения минимальных перекрестных помех при максимальной девиации в 7,5% используются поднесущие частоты, приведенные в табл. 26-2.

26-4. ШИФРАТОРЫ И ДЕШИФРАТОРЫ РТС С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Принцип временного разделения каналов

В радиотелеметрической системе с временным разделением каналов (ВРК) передача информации по каналам происходит поочередно в относительно короткий временной интервал. В результате передача радиосигналов по РТС осуществляется прерывисто (дискретно) в виде импульсов, модулированных передаваемым сигналом по амплитуде, ширине или временному положению (фазе). Периодически следующие друг за другом, модулированные телеметрическим сигналом канальные импульсы называют **измерительными импульсами**.

Таким образом, если при частотном разделении каналов каждому каналу отводится часть общей полосы пропускания радиолинии в течение всего времени ее работы, то при временном разделении каналов каждому каналу представляется вся полоса, но на некоторую часть времени цикла передачи (время, отводимое на разовую передачу сигналов всех каналов).

В приемной установке импульсные серии, соответствующие различным каналам, разделяются по отдельным цепям. Разделение основано на том, что заранее известны промежутки времени (в цикле передачи), в течение которых могут появляться импульсы отдельных каналов. Для определения этих промежутков времени передающей

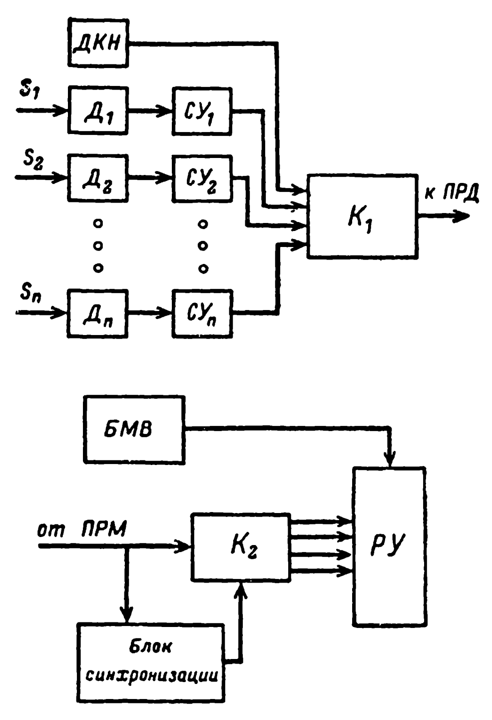


Рис. 26-18. Функциональная схема РТС с временным разделением каналов.

установкой излучаются специальные синхронизирующие импульсы, обозначающие начало каждого цикла передачи (начало цикла опроса всех датчиков). Синхронизирующие импульсы, определяющие темп работы всей РТС, называются **тактовыми** или **кадровыми** импульсами. Они следуют с тактовой частотой.

Из модулированных импульсов, получаемых в каждой отдельной канальной цепи, после демодуляции выделяются напряжения, характеризующие телеметрируемые величины. Эти напряжения записываются с помощью регистрирующих устройств.

Функциональная схема, иллюстрирующая описанный принцип построения многоканальных РТС с временным разделением каналов, представлена на рис. 26-18. Телеметрируемые величины S_1, S_2, ..., S_n преобразуются датчиками $Д_1$, $Д_2$, ..., $Д_n$ в электрические величины. Выходные сигналы датчиков поступают в канальные согласующие устройства $СУ_1$, $СУ_2$, ..., $СУ_n$. Выходы канальных согласующих устройств со-

единяются с коммутатором K_1, подключающим по очереди телеметрические сигналы каждого из каналов ко входу передатчика для модуляции его высокочастотных колебаний.

На выходе коммутатора K_1 обычно формируется импульсный сигнал (АИМ).

По одному из каналов РТС передается калибровочное напряжение, подводимое к коммутатору от датчика калибровочных напряжений (ДКН).

В коммутаторе вырабатываются также синхронизирующие сигналы — синхроимпульсы, отличающиеся от измерительных (канальных) импульсов каким-нибудь параметром (амплитудой, длительностью и т. д). Наиболее часто синхронизирующие импульсы имеют большую длительность, чем измерительные импульсы. Синхронизирующие сигналы необходимо передавать на приемную сторону РТС для того, чтобы коммутаторы приемной и передающей сторон РТС работали синхронно и синфазно.

На приемной стороне сигналы с выхода радиоприемника ПРМ поступают на вход коммутатора K_2 и в блок синхронизации. В блоке синхронизации происходит выделение синхронизирующих импульсов, из которых затем формируется напряжение для синхронизации коммутатора K_2. Коммутатор K_2 распределяет измерительные импульсы по соответствующим информационным каналам. Сигналы каждого из каналов демодулируются, а затем записываются в многоканальном регистрирующем устройстве РУ.

Если в РТС используется ФИМ, ШИМ или КИМ, то обычно в схему шифратора добавляется блок преобразования АИМ в требуемый вид модуляции. Этот блок устанавливается между коммутатором и передатчиком. В дешифраторе в этом случае используется блок обратного преобразования, включаемый между приемником и коммутатором K_2. Характерной особенностью многоканальных радиолиний с временны́м разделением каналов является передача сообщений в отдельные (дискретные) моменты времени. Однако соответствующим выбором продолжительности цикла передачи в зависимости от скорости изменения во времени телеметрируемых величин (см. т. 1, § 2-3, стр. 25) телеметрируемые величины можно передавать с достаточно высокой точностью.

В зависимости от видов первичной и вторичной модуляции различают следующие основные типы радиотелеметрических систем с временны́м разделением каналов: АИМ-АМ, АИМ-ЧМ, ШИМ-АМ, ЩИМ-ЧМ, ФИМ-АМ, ФИМ-ЧМ, КИМ-АМ и КИМ-ЧМ.

Использование метода временно́го разделения каналов позволяет создать сравнительно простые по устройству, надежно работающие радиолинии с большим числом каналов. При этом взаимное влияние каналов оказывается менее существенным, чем при частотном разделении каналов.

Коммутирующие устройства шифраторов и дешифраторов РТС с ВРК

Важнейшими элементами РТС с ВРК являются коммутирующие устройства, используемые в шифраторе для поочередного подключения отдельных источников передаваемых сообщений к входу радиолинии, а в дешифраторе — для распределения принятых сигналов по соответствующим цепям (каналам). Коммутирующее устройство одновременно является сумматором и выполняет функцию канальных модуляторов, преобразуя выходные напряжения датчиков в последовательность видеоимпульсов, модулированных по амплитуде.

Коммутирующие устройства РТС характеризуются следующими основными параметрами: числом опрашиваемых каналов (n); частотой опроса $F_{опр}$; информативностью; погрешностью, вносимой коммутатором в измерения; параметрами входных и выходных сигналов, способностью работать в условиях изменяющейся внешней среды; сроком службы; весом; габаритами; потреблением энергии и т. п.

Частота опроса каналов (частота подключения выходов канальных датчиков к входу радиолинии) в РТС зависит от наивысшей частоты спектра телеметрируемых величин (см. т. 1, § 2-3, стр. 95) и может выбираться в пределах от единиц до нескольких десятков тысяч герц.

Информативность — это наиболее важный (обобщенный) параметр, равный произведению числа каналов на частоту опроса ($nF_{опр}$). Этот параметр определяет максимальное число измерений, которое может быть произведено посредством коммутатора в одну секунду.

Величина погрешности, вносимой коммутатором в измерения, определяется собственными шумами коммутатора, величиной входного сигнала и другими причинами. В РТС применяются разнообразные по принципу действия, конструкции и параметрам коммутирующие устройства. Все их можно разделить на две большие группы: механические (контактные) и электронные (неконтактные) коммутирующие устройства.

Механические коммутирующие устройства (МКУ), представляющие собой распределители электромеханического типа, осуществляют поочередное подключение датчиков путем замыкания и размыкания электрических контактов. По конструкции и способу управления движением коммутирующего элемента контактные распределители делятся на шаговые, стартстопные и с непрерывным движением (распределители со скользящими контактами).

Шаговые и стартстопные распределители (см. т. 3, § 23-3) в РТС применяются редко. Наиболее широко в РТС с ВРК используются механические коммутаторы со скользящими контактами. Такой коммутатор представляет собой контактную систему, состоящую из неподвижных ламелей $П_1$, $П_2$, ..., $П_n$, $П_c$ (рис. 26-19, *а*) и скользящего по

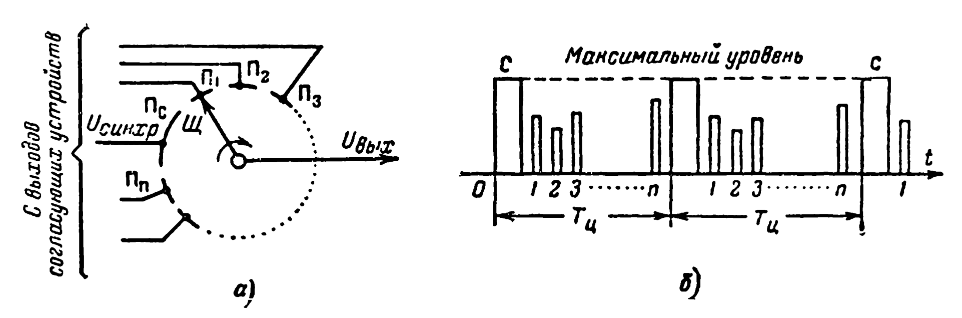


Рис. 26-19. Схема механического коммутатора (*а*) и примерный вид структуры сигналов на выходе коммутатора (*б*).

ламелям контакта (щетки), приводимого в движение электродвигателем. К каждой из ламелей подводится выходное напряжение от одного из датчиков. При замыкании вращающейся с постоянной скоростью щетки *Щ* с ламелями $П_1$, $П_2$, ..., $П_n$, $П_с$ напряжение от отдельных согласующих устройств

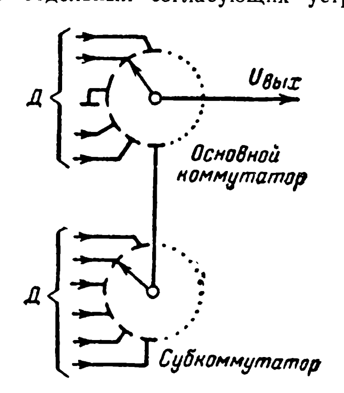


Рис. 26-20. Схема включения субкоммутатора.

или датчиков поступает далее на формирующие каскады и в радиопередатчик. Выходное напряжение каждого из каналов на выходе коммутатора представляет собой импульсы, период следования которых определяется угловой скоростью вращения щетки. Амплитуда выходных импульсов зависит от величины измеряемого параметра, а длительность — от ширины ламелей и от значения угловой скорости вращения щетки.

Для формирования синхронизирующего сигнала, отличающегося по длительности от измерительных импульсов, используется более широкая неподвижная ламель.

Сигнал на выходе коммутирующего устройства имеет вид, показанный на рис. 26-19, *б*. Индексом «с» обозначены синхронизирующие импульсы, отличающиеся от измерительных (1, 2, 3, ... *n*) по длительности.

Механические коммутаторы со скользящим контактом являются наиболее простыми, компактными и надежно работающими устройствами. Они широко применяются для коммутации медленно меняющихся величин. Для коммутации весьма медленно меняющихся величин используется дополнительный коммутатор (субкоммутатор), выход которого подключается к одной из ламелей основного коммутатора (рис. 26-20). Скорость опроса датчиков субкоммутатором в $m_{доп}$ раз меньше скорости опроса основного коммутатора ($m_{доп}$ — число датчиков, опрашиваемых субкоммутатором).

Механические коммутаторы используются обычно только в шифраторах. В дешифраторах они не применяются, так как их невозможно синхронизировать внешними сигналами. С помощью механического коммутатора трудно осуществить высокие скорости коммутации. Максимальная скорость коммутации механических коммутаторов ограничивается максимальной скоростью вращения и составляет обычно 50—60 *гц*. Число же коммутируемых каналов обычно не превышает 50—60. В результате информативность МКУ оказывается невысокой, не превышающей 3 000—4 000 измерений в секунду.

Форма и длительность измерительных импульсов на выходе коммутатора могут изменяться в процессе работы. Эти изменения происходят из-за переходных процессов, возникающих при переходе щетки с ламели на ламель, и изменения состояния контактируемых поверхностей.

Вследствие непостоянства формы и длительности измерительных импульсов на выходе коммутатора в нем возникают собственные шумы, ограничивающие величину нижнего уровня коммутируемого напряжения.

Для нормализации формы и длительности измерительных импульсов на выходе коммутатора иногда устанавливаются специальные электронные устройства. Срок службы механических коммутаторов составляет несколько сотен часов, а потребляемая мощность — 10—20 *вт*.

Электронные коммутирующие устройства (ЭКУ) свободны от многих недостатков, свойственных механическим коммутаторам. Поэтому они могут быть выполнены с большим быстродействием (десятки тысяч опросов в секунду), высокой информатив-

ностью (сотни тысяч измерений в секунду) и позволяют коммутировать очень слабые сигналы. Стабильность частоты коммутации с помощью ЭКУ определяется стабильностью частоты тактового генератора коммутатора и может быть получена значительно более высокой, чем у механических коммутаторов. Срок службы ЭКУ составляет несколько тысяч часов. ЭКУ могут быть выполнены с использованием электроннолучевых трубок, трахотронов, декатронов, электронных ламп, полупроводниковых приборов и магнитных элементов. Наибольшее применение в РТС находят ЭКУ, выполненные на электронных лампах, полупроводниковых приборах и магнитных элементах, из которых формируются неконтактные переключающие устройства и однотипные элементы различных каналов коммутатора. На рис. 26-21 приведена типичная функциональная схема электронного коммутатора. Работой коммутатора управляет генератор тактовых импульсов, вырабатывающий периодические импульсные сигналы. Импульсы тактового генератора подаются в распределитель импульсов. На выходе распределителя в раздельных цепях (число цепей равно числу коммутируемых каналов) по очереди появляется управляющий сигнал, который замыкает соответствующий канальный ключ и подключает выход датчика (согласующего устройства) к схеме суммирования. На выходе схемы суммирования формируется последовательность амплитудно-модулированных измерительных импульсов всех каналов. Для преобразования АИМ в ШИМ или ФИМ за электронным коммутатором в шифраторе устанавливается специальный преобразующий блок. В некоторых РТС с ЭКУ в шифраторе для получения ШИМ, ФИМ или другого вида модуляции применяются соответствующие канальные модуляторы, в которых функции переключения и модуляции совмещены.

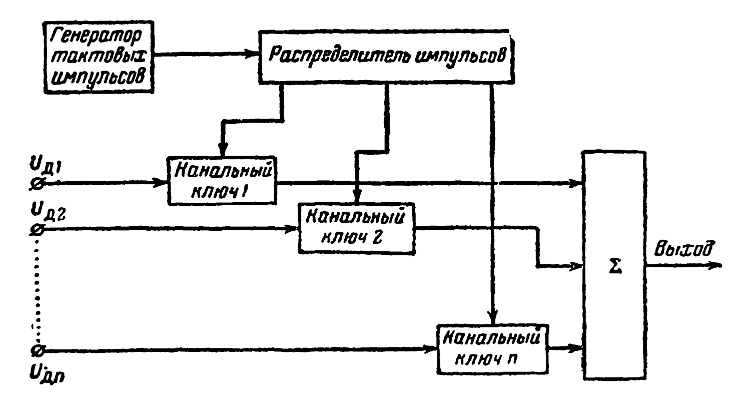


Рис. 26-21. Функциональная схема электронного коммутатора шифратора РТС с ВРК.

Для формирования тактовых импульсов, определяющих темп работы всей радиотелеметрической системы, как правило, используются самовозбуждающиеся мультивибраторы или блокинг-генераторы. Помимо того, широко распространены устройства, формирующие периодическую последовательность импульсов из непрерывных синусоидальных колебаний.

Распределители ЭКУ. В шифраторах и дешифраторах с ЭКУ используется много типов распределителей, однако за последнее время все большее применение находят распределители матричного типа. ЭКУ, использующие этот тип распределителя, называются **коммутаторами матричного типа**. На рис. 26-22 приведена простейшая схема ЭКУ шифратора с одноступенчатым распределителем матричного типа. Распределитель состоит из цепочки последовательно включенных триггеров и диодной матрицы. Каждый последующий триггер цепочки опрокидывается после двукратного опрокидывания предыдущего триггера (двоичный счетчик импульсов). Основным элементом матричной схемы распределителя является логический элемент И на диодах. Число диодов в логическом элементе (по каждой горизонтали) равно числу триггеров N в цепочке. Число же логических элементов в распределителе (одноступенчатом) соответствует числу коммутируемых каналов n. Общее число диодов для образования матрицы, включая и развязывающие диоды $Д_1$, $Д_2$, ..., $Д_n$, должно быть $n\ (N+1)$. Развязывающие диоды $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$, $Д_4$, $Д_5$, ..., $Д_n$ и резистор $R_н$ образуют схему суммирования сигналов всех каналов. Работает распределитель следующим образом. Вертикальные шины матрицы подключены к каждой из половин всех триггеров цепочки так, что с запертых половин триггеров на шины подается сравнительно высокий положительный потенциал, а с отпертых — низкий (почти нулевой) потенциал. Диоды, подключенные к шинам с высоким потенциалом, оказываются запертыми, так как выходные напряжения датчиков, подводимые к диодам, всегда меньше положительного потенциала на вертикальных шинах. Диоды

же, подключенные к вертикальным шинам с нулевым потенциалом, будут открытыми, так как к ним с датчиков подводится положительное напряжение (см. т. 1, § 11-13).

Особенность работы логического элемента И (схемы совпадения) состоит в том, что даже при одном открытом диоде напряжение на выходе элемента И не появляется. Выходное напряжение появится только в случае одновременного запирания всех диодов, входящих в элемент И. Поэтому при запирании, например, всех диодов первого логического элемента И, связанных с первой горизонтальной шиной (рис. 26-22), в точке a_1 (выход первого логического элемента И) появится напряжение, равное выходному напряжению первого датчика. Это напряжение через развязывающий диод $Д_1$ суммирующей схемы поступит на выход коммутатора. С приходом очередного импульса от тактового генератора первый триггер опрокинется и в этом случае окажутся запертыми все диоды второго логического элемента И, связанные со второй горизонтальной шиной. На выходе коммутатора, таким образом, появится напряжение от второго датчика. С поступлением последующих импульсов от тактового генератора будут опрошены все оставшиеся датчики.

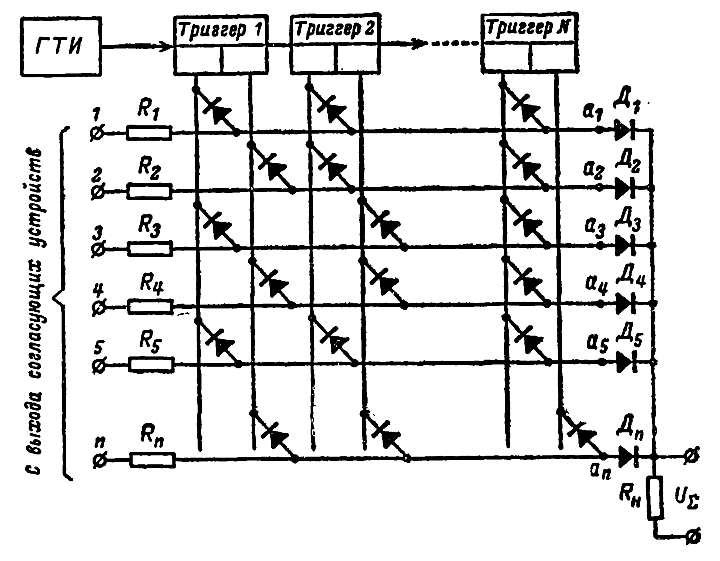


Рис. 26-22. Схема электронного коммутатора шифратора матричного типа.

После завершения опроса всех датчиков цикл повторяется снова. Перед каждым новым циклом коммутатор вырабатывает синхронизирующий сигнал (схема выработки синхросигнала на рис. 26-22 не показана).

Число каналов, которое может коммутироваться с помощью описанного коммутатора, зависит от числа триггеров в цепочке и равно 2^N. Максимальная возможная частота следования тактовых импульсов $F_т$ определяется быстродействием триггеров и может составлять несколько мегагерц. Частота опроса каждого из канальных датчиков при этом равна $F_{опр}=F_т/n$.

Электронный коммутатор дешифратора приемного устройства работает подобно ЭКУ шифратора. Он предназначен для распределения измерительных импульсов по соответствующим каналам. Так же как и в предыдущем случае ЭКУ дешифратора (рис. 26-23) содержит генератор тактовых импульсов, распределитель и ключевые схемы. Ключевые схемы ЭКУ дешифратора работают так, что сигнал с выхода приемника может пройти канальную ключевую схему только при одновременном воздействии на нее импульса, подаваемого с распределителя. Для правильного разделения сигналов по каналам распределитель коммутатора должен подавать отпирающий импульс на ключевую схему того канала, сигнал которого передается.

Синхронная работа электронных коммутаторов шифратора и дешифратора, как уже отмечалось, достигается посылкой специальных синхронизирующих импульсов с шифратора. Синхронизирующие импульсы выделяются из общего выходного сигнала приемника посредством специального выделяющего (селектирующего) устройства. Под воздействием синхросигналов регулятор осуществляет коррекцию частоты и фазы следования импульсов ГТИ дешифратора так, что импульсы с распределителя подаются на ключевые схемы в необходимые моменты времени.

Телеметрические сигналы с выходов канальных демодуляторов поступают на многоканальное регистрирующее устройство. При коммутации большого числа каналов применяются многоступенчатые электрон-

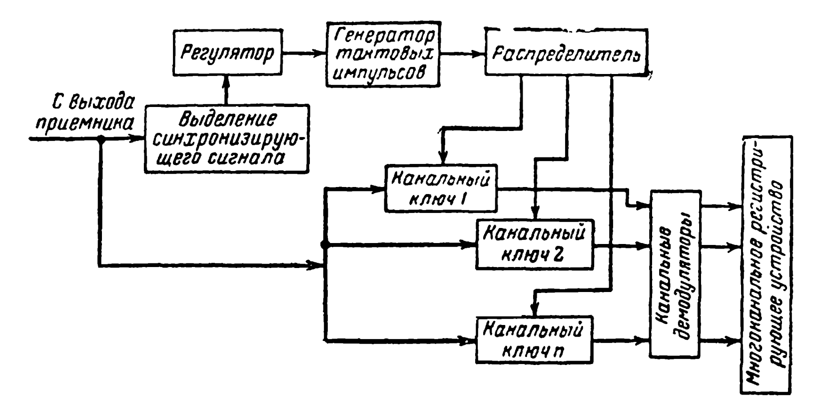


Рис. 26-23. Функциональная схема электронного коммутатора дешифратора.

ные коммутаторы матричного типа. При использовании в коммутаторе многоступенчатой матрицы необходимое число диодов для образований такой матрицы оказывается меньшим, чем при одноступенчатой, для коммутации того же числа каналов.

Ключевые схемы РТС с ВРК

В электронных коммутирующих устройствах шифраторов и дешифраторов наибольшее применение находят диодные клю-

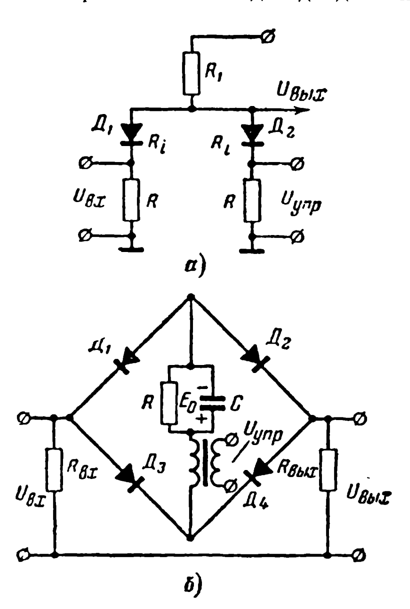


Рис. 26-24. Схемы ключевых устройств

а — в виде двухдиодного элемента И; *б* — мостовая.

чевые схемы. Ключевая схема (рис. 26-24, *а*) представляет собой логический двухдиодный (с двумя входами) элемент И. На один из его входов подается коммутируемое напряжение $U_{вх}$, а на другой — управляющее напряжение $U_{упр}$ с распределителя. Сопротивления резисторов схемы и внутренние сопротивления отпертых диодов R_i выбираются из следующего соотношения:

$$R_1 \gg (R_i + R\ ).$$

Напряжения, подаваемые на входы схемы, должны удовлетворять неравенству $U_{упр} > U_{вх.макс}$, где $U_{вх.макс}$ — максимально возможное входное напряжение. При одновременном воздействии напряжений $U_{упр}$ и $U_{вх}$ на выходе ключевой схемы будет появляться напряжение, величина которого будет определяться значением входного напряжения.

Если изменение входного напряжения будет происходить в пределах линейной части характеристики диода, то зависимость между выходным и коммутируемым напряжениями будет линейной.

Ключевая схема на двухдиодном логическом элементе И проста, позволяет получать линейную зависимость выходного напряжения от входного, но может коммутировать напряжения только одной полярности. На рис. 26-24, *б* приведена мостовая ключевая схема на диодах, которая может коммутировать напряжения различной полярности.

В отсутствие управляющего импульса $U_{упр}$ диоды $Д_1$—$Д_4$ заперты напряжением автоматического смещения E_0, образуемым на RC-звене током, протекающим во время действия управляющего импульса. При поступлении управляющего импульса от распределителя все четыре диода отпираются и на выход схемы передается входное напряжение $U_{вх}$. С окончанием действия управляющего импульса все диоды запираются напряжением смещения $-E_0 (E_0 \gg U_{вх.макс})$.

Мостовая ключевая схема обеспечивает хорошую развязку входного, выходного и управляющего напряжений и имеет высокое выходное сопротивление. В случае, когда ключевая схема должна находиться в запертом состоянии долгое время, вместо ав-

томатического смещения применяется источник автономного смещения.

Диоды, используемые в ключевых схемах, должны иметь большое обратное сопротивление, малое прямое сопротивление, стабильную характеристику при изменении внешних условий и малую емкость. Этим условиям удовлетворяют в лучшей степени вакуумные и кремниевые плоскостные диоды.

раз (3—4) превышают максимально возможный интервал между измерительными импульсами (синхронизация паузой между импульсами).

При выборе способа и системы синхронизации руководствуются прежде всего требованием обеспечения высокой помехоустойчивости РТС. Если амплитуда синхронизирующего импульса выбирается больше максимально возможной амплитуды измери-

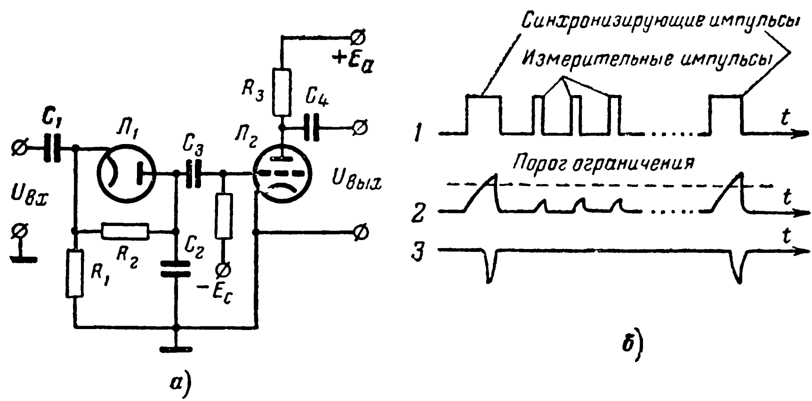


Рис. 26-25. Выделение синхроимпульсов, отличающихся от измерительных по длительности.

а — схема; *б* — временные диаграммы.

Работа ключевых схем, использующих триоды (лампы и транзисторы) и многосеточные лампы, основана на запирании анодного тока лампы при одновременном воздействии на один или два электрода (сетки) лампы управляющего и коммутируемого напряжений. Ламповые (транзисторные) ключевые схемы позволяют наряду с коммутацией производить усиление коммутируемых сигналов. Достоинством таких схем являются также малые значения коммутируемых и управляющих напряжений.

Синхронизирующее устройство РТС с ВРК

Для правильного распределения измерительных импульсов на приемной стороне по соответствующим каналам за один цикл опроса (за один кадр) в приемную установку передается один сигнал синхронизации, называемый кадровым маркером (маркером). На приемной стороне синхронизирующие сигналы выделяются из общего сигнала в отдельную цепь и подаются в синхронизатор (управитель), управляющий работой коммутирующего устройства дешифратора.

Для того чтобы синхронизирующие импульсы можно было выделить в отдельную цепь, они обычно отличаются от измерительных по амплитуде или длительности Иногда синхронизация осуществляется импульсами, имеющими те же параметры, что и измерительные импульсоы, но в этом случае интервалы между ними в несколько

тельных импульсов, то на приемной стороне для их разделения применяют амплитудный селектор (пороговое устройство), реагирующий только на импульсы с амплитудой, превышающей заданный уровень.

Вследствие низкой помехоустойчивости амплитудная синхронизация применяется весьма редко. Низкая помехоустойчивость объясняется тем, что лампа селектора открывается и вырабатывает ложный синхроимпульс всякий раз, когда помеха по уровню превышает порог срабатывания.

Синхронизация более широкими импульсами достаточно совершенна и широко используется в современных РТС. Синхроимпульсы на передающей стороне формируются специальным генератором или снимаются со специальной (более широкой) пластины МКУ. На приемной стороне синхроимпульсы легко выделяются устройством, схема которого показана на рис. 26-25, *а*. На вход подаются положительные синхронизирующие и измерительные импульсы (кривая *1* рис. 26-25, *б*), поступающие с выхода двустороннего ограничителя. Каждый входной импульс заряжает конденсатор C_2 через большое по величине сопротивление R_2. Напряжение, до которого заряжается конденсатор, будет тем выше, чем больше длительность импульса. В промежутках между импульсами конденсатор сравнительно быстро разряжается через диод и небольшое сопротивление R_1.

Длительность синхронизирующего импульса обычно выбирается в 3—4 раза больше ширины измерительных импульсов. По-

этому напряжение U_c, образующееся на конденсаторе C_2 за время действия синхронизирующего импульса, будет значительно выше напряжения, образующегося за время действия измерительных импульсов (кривая *2*).

Подав последовательность импульсов (кривая *2*) (рис. 26-25, *б*) на управляющую сетку лампы $Л_2$, нормально запертую напряжением смещения, и выбрав порог ограничения лампы так, как это отмечено на кривой *2*, на резисторе R_3 можно выделить только импульс синхронизации (кривая *3*).

Синхронизирующее устройство, основанное на использовании широких импульсов обладает высокой помехоустойчивостью. Это объясняется тем, что импульсы помехи малой продолжительности не вызывают ложных срабатываний селектора. Только импульсы помех с большой длительностью могут нарушить синхронную работу РТС. Значительному повышению помехоустойчивости способствует применение временных селекторов — устройств, пропускающих только импульсы определенной длительности.

Часто для синхронизации используется один импульс и пауза (на ламель коммутатора, с которой снимается синхроимпульс, напряжение не подается), в 3—4 раза большая максимально возможного промежутка между соседними измерительными импульсами. Синхронизирующая пауза между измерительными импульсами формируется в механическом коммутаторе благодаря тому, что на его одну (более широкую) неподвижную ламель напряжение не подается. В результате при прохождении через эту ламель подвижного контакта на выходе коммутатора импульса не появляется и между измерительными импульсами образуется п а у з а.

В электронных коммутаторах в течение времени, отводимого для передачи паузы из шифратора в передатчик, модулирующее напряжение не подается.

Синхронизирующий сигнал на приемной стороне формируется селекторным устройством, схема которого представлена на рис. 26-26, *а*.

На управляющую сетку лампы $Л_1$ с выхода ограничителя поступает вся последовательность принятых положительных импульсов. Нормально лампа $Л_1$ заперта. В ее анодную цепь включается резистор R_1 (2—3 *Мом*). В момент прихода первого импульса (кривая *1*, рис. 26-26, *б*) лампа $Л_1$ отпирается и конденсатор C, будучи заряженным до напряжения $+E_a$, быстро разряжается. В результате разряда на сетку лампы $Л_2$ подается напряжение, запирающее эту лампу. При рассмотрении работы схемы следует иметь в виду, что на катод и сетку первой лампы подано отрицательное напряжение.

По окончании первого входного импульса лампа $Л_1$ также запирается и конденсатор C начинает медленно заряжаться через резистор R_1. Постоянная цепи заряда C выбирается так, чтобы за время между двумя измерительными импульсами (кривая *1*) конденсатор C не успел зарядиться до потенциала отпирания лампы $Л_2$ (кривая *2*). Но так как промежуток Δt между последним измерительным импульсом и первым синхронизирующим импульсом *СИ* следующего тактового периода в 3—4 раза больше максимально возможного интервала между измерительными сигналами, то в соответствии с выбранными параметрами конденсатор C за время Δt успевает зарядиться до потенциала отпирания лампы $Л_2$.

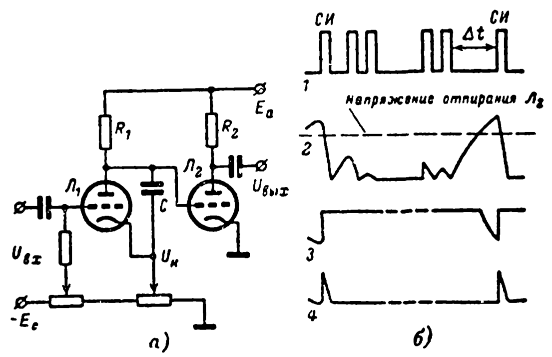


Рис. 26-26. Выделение синхронизирующей паузы.
а — схема; *б* — временные диаграммы.

Когда лампа $Л_2$ отпирается, на резисторе R_2 образуется импульс напряжения (кривая *3*, рис. 26-26, *б*), срез которого соответствует положению синхронизирующего импульса. Положение переднего фронта импульса лампы $Л_2$ в РТС с ФИМ и ШИМ изменяется.

Если выходные импульсы лампы продифференцировать, то образуется последовательность синхронизирующих сигналов (кривая *4*).

Следует отметить невозможность сбоя работы приемной установки импульсами помех, действующими между измерительными импульсами, так как временной интервал между ними меньше синхронизирующей паузы. Однако если помеха появляется немного раньше импульса синхронизации, то на выходе лампы $Л_2$ образуется ложный синхроимпульс. В случаях, когда помеха приходит регулярно, нормальная работа РТС нарушается. При непериодическом воздействии помех работоспособность РТС не нарушается.

Недостатком синхронизации с использованием длительного интервала является уменьшение вследствие этого числа каналов РТС.

В РТС в качестве сигналов синхронизации используются также кодовые группы импульсов. Такая кодовая группа состоит из m импульсов, расположенных относительно друг друга на заданных временных интервалах Δt_1, Δt_2, ..., Δt_{m-1} (рис. 26-27, *а*). Комбинация временных интервалов между импульсами является характеристикой кодовой группы.

Для формирования кодовых групп используются кодопреобразователи, содержащие линию задержки с отводами и сумматор.

На вход линии задержки (рис. 26-27, *б*), включенной в качестве нагрузки катодного повторителя $Л_1$, поступают импульсы, предназначенные для кодирования (например, образования трехимпульсного кода). В различные точки этой линии каждый из входных импульсов приходит с определенным запаздыванием. С отводов линии задержки, подключенных к определенным выбранным точкам в соответствии со структурой кодовой группы, импульсы поступают в суммирующее устройство. Суммирующим устройством часто служит сеточная цепь лампы нормального запертого блокинг-генератора, осуществляющего нормализацию импульсов кодовой группы по амплитуде, длительности и форме. Формирование кода с малой скважностью следования импульсов обеспечивается включением в сеточную цепь диода $Д_5$. Внутреннее сопротивление этого диода шунтирует резистор R и значительно уменьшает постоянную времени разряда конденсатора C в интервале между импульсами.

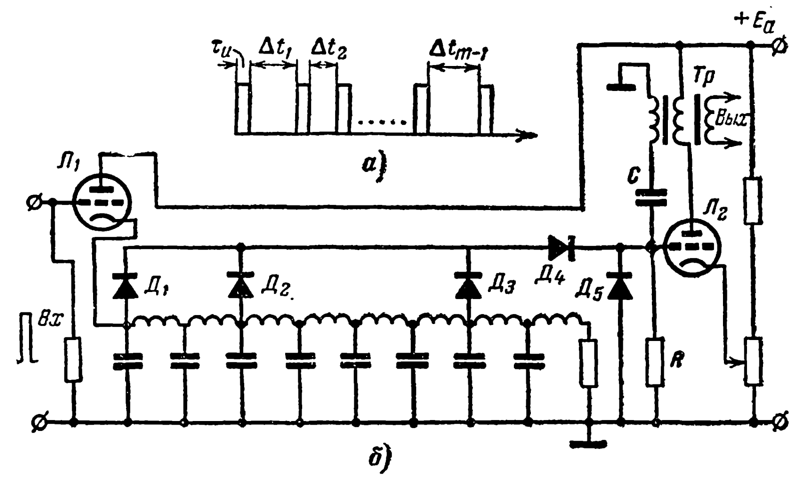


Рис. 26-27. Формирование временных кодов.
а — структура кода; *б* — схема формирования трехимпульсного кода.

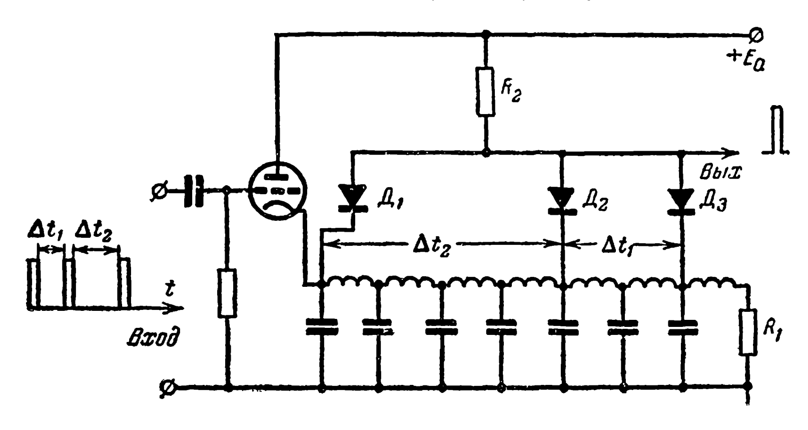


Рис. 26-28. Схема декодирования трехимпульсного временного кода.

Для селекции кодовой группы в дешифраторе РТС используется устройство, состоящее из линии задержки и логического элемента И (схемы совпадения) с числом входов, равным числу импульсов в кодовой группе.

На рис. 26-28 приведена схема декодирования трехимпульсной кодовой группы с временными интервалами между импульсами Δt_1 и Δt_2. Линия задержки включена в катодную цепь лампы $Л_1$. На вход лампы поступают сигналы с выхода приемника. На выходе селектора появляются импульсы только во время прихода трехимпульсной кодовой группы с указанными интервалами между импульсами. Диоды $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$,

а также резисторы R_1 и R_2 образуют схему совпадений, на выходе которой при поступлении кодовой группы образуется положительный импульс (в момент прихода последнего кодового импульса).

Применение кодовых групп импульсов в качестве синхронизирующих сигналов существенно повышает помехоустойчивость системы синхронизации РТС.

Модуляторы и демодуляторы РТС с ВРК

В качестве модуляторов АИМ используются различного вида ключевые схемы, в том числе и рассмотренные выше. В спектре АИМ (при передаче сигнала синусоидальной формы) содержится составляющая полезного модулирующего сигнала с амплитудой

$$U_с = m_a \alpha_0 U_и, \qquad (26\text{-}16)$$

где m_a — коэффициент модуляции, $\alpha_0 = \tau_0/T_0$—коэффициент заполнения; τ_0 — длительность модулируемых импульсов; T_0 — период следования опросных импульсов.

Амплитуда составляющей модулирующего сигнала в спектре сигналов АИМ оказывается очень небольшой, 1—2% от амплитуды немодулированных импульсов.

При демодуляции АИМ используется линейная фильтрация с применением узкополосных фильтров низкой частоты. Для повышения амплитуды выделяемого при фильтрации сигнала увеличивают амплитуду или длительность модулированных импульсов. Увеличение длительности импульсов при демодуляции АИМ применяется наиболее часто, так как при этом наряду с увеличением амплитуды выделяемого сигнала в спектре АИМ резко уменьшаются высшие составляющие спектра, что упрощает фильтрацию полезной составляющей.

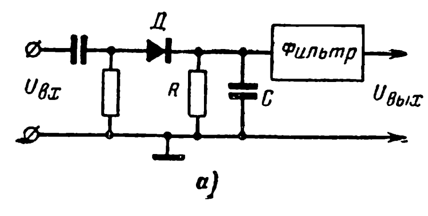
Для демодуляции импульсов с АИМ применяется также пиковый детектор с фильтром нижних частот (рис. 26-29, *а*). Во время действия импульса конденсатор C сравнительно быстро заряжается через малое внутреннее сопротивление диода, а в промежутках между импульсами медленно разряжается через большое сопротивление резистора R. В результате на RC-цепочке образуется напряжение «зубчатой» формы (рис. 26-29, *б*). Фильтр нижних частот сглаживает это напряжение так, что его форма приближается к форме модулирующего сигнала (т. 1, § 11-12).

При идеальной П-образной частотной характеристике ФНЧ выходное напряжение оказывается пропорциональным телеметрируемой величине, если частота опроса $F_{опр}$ вдвое превышает максимальную частоту сигнала $f_{макс}$. При этом полоса пропускания $\Delta F_ф$ фильтра должна быть равна $f_{макс}$. Параметры фильтра выбирают, исходя из условия

$$F_{опр} \geqslant (3 \div 4) f_{макс}. \qquad (26\text{-}17)$$

Параметры пикового детектора выбираются так, чтобы постоянная времени заряда ($\tau_з = CR_i$) была значительно меньше длительности приходящих импульсов τ_0, а постоянная времени разряда $\tau_р = CR$ значительно превышала время интервала между импульсами. При этом скорость спадания напряжения на конденсаторе C за время паузы между импульсами должна быть не меньше наибольшей скорости спадания огибающей входных импульсов.

Необходимые значения постоянных вре-



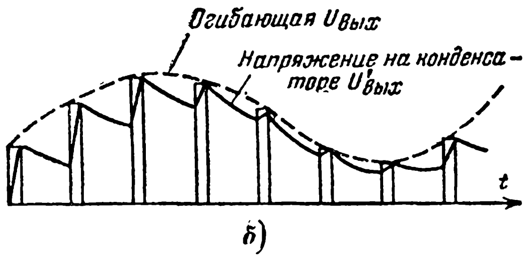


Рис. 26-29. Пиковый детектор.
а — схема; *б* — эпюры напряжений.

мени заряда ($\tau_з$) и разряда ($\tau_р$) достигаются соответствующим выбором величин C, R и внутреннего сопротивления диода R_i.

При выборе элементов пикового детектора для неискаженного выделения из модулированных импульсов синусоидальной огибающей частоты F необходимо выполнение двух следующих условий [Л. 4]:

$$\tau_0 \gg \tau_з \text{ и}$$
$$1 \gg \frac{T_0 - \tau_0}{\tau_р} \gg \pi m T_0 F. \qquad (26\text{-}18)$$

В радиотелеметрических системах с АИМ и прерывистой (дискретной) регистрацией телеметрических сигналов никаких дополнительных преобразований в дешифраторе не производится. Дешифратор в этом случае получается наиболее простым. Поэтому в приемных устройствах РТС с временным разделением каналов при применении первичной ШИМ или ФИМ, как правило, используются преобразователи ШИМ и ФИМ в АИМ.

В системах радиотелеметрии применяется преимущественно односторонняя ШИМ, при которой изменение ширины импульса происходит за счет смещения одного края импульса (обычно среза) при фиксированном положении фронта (рис. 26-30, *а*).

Одним из наиболее распространенных устройств получения ШИМ является ждущий мультивибратор (рис. 26-30, *б*). Опрокидывание мультивибратора происходит под действием отрицательных импульсов, подаваемых в анодную цепь левой (по схеме)

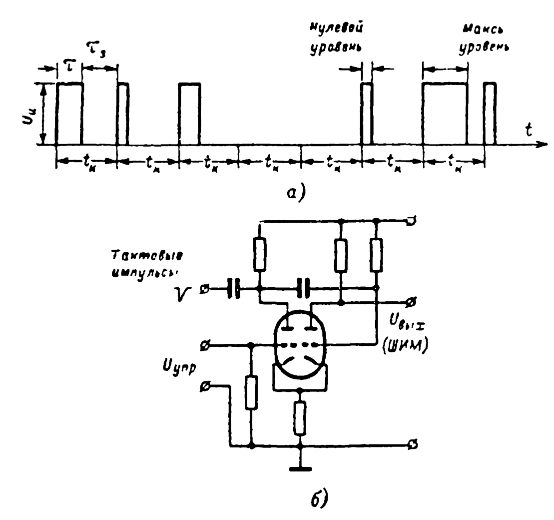


Рис. 26-30. Модуляция импульсов по ширине (ШИМ).

а — структура сигнала; *б* — схема модулятора.

половины лампы. Возвращение в исходное состояние (обратное опрокидывание) происходит самостоятельно. Продолжительность интервала между первым и вторым опрокидыванием зависит от потенциала на сетке левой половины лампы. Если между сеткой и катодом левой половины лампы приложить модулирующее напряжение, то длительность импульсов триггера будет изменяться пропорционально величине этого напряжения, т. е. будет осуществляться ШИМ.

Сигнал с ШИМ (при синусоидальном модулируемом сигнале) в своем спектре содержит неискаженную составляющую модулирующего сигнала с амплитудой

$$U_ш = m_ш \alpha_0 U_н,$$

где $m_ш = \Delta\tau/\tau_0$ — коэффициент модуляции; $\Delta\tau$ — максимальная девиация среза импульса; τ_0 — средняя длительность импульса.

Для выделения модулирующего сигнала из импульсов ШИМ можно использовать фильтр нижних частот. Однако для увеличения амплитуды полезной составляющей спектра (модулирующего сигнала) и улучшения частотной характеристики тракта передачи, ШИМ преобразуется в АИМ, а затем с помощью пикового детектора и ФНЧ производится выделение модулирующего сигнала.

Кадровый сигнал при ШИМ передается в виде пауз, что упрощает РТС. Полезная информация при ШИМ передается положениями фронта и среза импульсов, средняя же часть импульсов ШИМ фактически никакой информации не несет и мощность радиопередатчика РТС в это время расходуется бесполезно. От этого недостатка свободны РТС с ФИМ. Из импульсов, модулированных по длительности, сравнительно просто можно получить импульсы, модулированные по временному сдвигу (фазе — ФИМ). Для этого последовательность импульсов с ШИМ подается на дифференцирующую цепь, с выхода которой снимаются чередующиеся между собой короткие биполярные импульсы. Импульсы одной из полярностей, полученные при дифференцировании среза импульсов (односторонней ШИМ), будут модулированы по фазе. Эти импульсы путем ограничения выделяются и используются после предварительного формирования для передачи как измерительные. Из импульсов другой полярности, полученных после дифференцирования фронта импульсов ШИМ, формируются опорные импульсы.

Амплитуда полезной составляющей в спектре ФИМ (при передаче сигнала синусоидальной формы) может быть определена из следующего выражения:

$$U_ф \approx 2\pi F \Delta\tau \alpha_0 U_н,$$

где F — частота модулирующего сигнала;
$\Delta\tau$ — девиация измерительного импульса;
α_0 — коэффициент заполнения.

Амплитуда полезного сигнала в спектре ФИМ оказывается очень малой (значительно меньшей, чем при АИМ и ШИМ) и зависящей от частоты F модулирующего сигнала. В связи с этим демодуляция сигналов ФИМ путем фильтрации является нерациональной. Перед демодуляцией ФИМ прежде преобразуется в ШИМ или чаще в АИМ, а затем путем фильтрации выделяется полезная составляющая сигнала.

Обратное преобразование импульсов с ФИМ в импульсы с ШИМ (при демодуляции) осуществляется посредством триггеров с двумя устойчивыми состояниями. Такой триггер запускается каждым опорным импульсом и опрокидывается в исходное состояние измерительным импульсом. Опорные импульсы, передающиеся в моменты действия фронтов импульсов ШИМ, не изменяют своего положения на временно́й оси.

Преобразование ШИМ (ФИМ) в АИМ производится наиболее часто с помощью устройства, схема которого приведена на рис. 26-31, *а*.

На ключевую схему, имеющую два входа, подается пилообразное напряжение (кривая *2*, рис. 26-31, *б*) и импульсы ШИМ (ФИМ). Генератор пилообразного напряжения запускается фронтами импульсов ШИМ или опорными импульсами ФИМ (кривая *1*). Ключевая схема управляется срезами импульсов ШИМ или измерительными импульсами ФИМ (кривые *3*, *4*), подключая всякий раз к выходу генератора пилообразных напряжений запоминающее устройство. Во время подключения происходит запоминание уровня (кривая *5*), которого достигло пилообразное напряжение к моменту действия среза импульсов ШИМ (или измерительных импульсов ФИМ). Простейшим запоминающим устройством может быть конденсатор. На выходе запоминающего устройства напряжение будет иметь ступен-

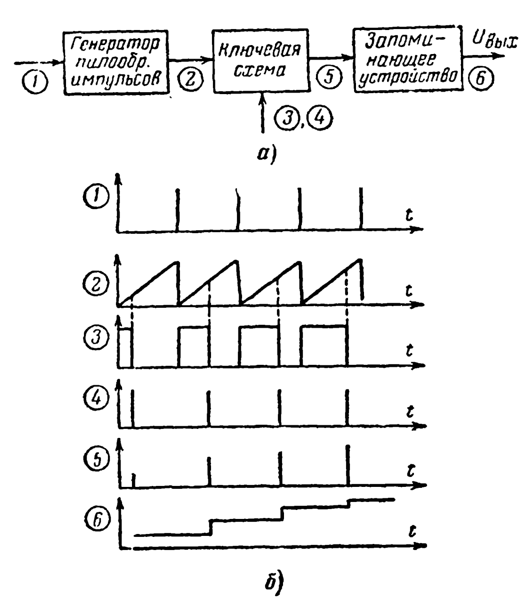


Рис. 26-31. Преобразование ФИМ (ШИМ) в АИМ.
а — функциональная схема преобразователя; *б* — временные графики.

чатую форму (кривая *6*). Из этого напряжения путем фильтрации выделяется модулирующий сигнал.

Переходные и перекрестные искажения в РТС с ВРК

В системах с временным разделением каналов переходные искажения обусловливаются только тем, что из-за ограниченной полосы пропускания импульсы на выходе радиоприемника растягиваются так, что их срезы попадают в промежутки времени, отведенные для других каналов.

Вследствие воздействия импульсов мешающих каналов на импульсы рассматриваемого канала получается изменение амплитуды и длительности действия сигналов в каждом канале. Следовательно, при любом виде первичной модуляции будут вноситься погрешности в измерения (ошибки), которые и называются **переходными искажениями**.

На величину переходных искажений в импульсных РТС существенное влияние оказывают защитный интервал $\tau_з$ (интервал времени между импульсами соседних каналов); ширина полосы пропускания радиоприемника, форма его частотной характеристики и форма измерительных и опорных импульсов.

Как правило, ширина полосы пропускания радиоприемника в РТС выбирается исходя из условия минимального воздействия шумовых помех на точность радиотелеизмерений.

Поэтому основным способом уменьшения переходных искажений в импульсных РТС является увеличение защитного интервала $\tau_з$.

Теоретический анализ показывает, что переходные искажения практически будут отсутствовать, если $\tau_з$ составляет $(0{,}5 \div 1)\ \tau_0$, где τ_0 — длительность импульсов, излучаемых передатчиком РТС.

Для уменьшения вероятности появления переходных искажений целесообразно выбрать защитный интервал $\tau_з$, по крайней мере в 2—3 раза большим длительности импульса.

Перекрестные искажения в РТС с временным и кодовым разделением каналов практически отсутствуют.

Основные параметры РТС с ВРК

Тактовая частота. В РТС с временным и кодовым разделением каналов полное представление о телеметрируемой величине как функции времени приходится получать на основе ее дискретных значений путем интерполяции. Интерполяция может осуществляться различными способами и устройствами.

В системах с непрерывной записью в качестве интерполяторов применяются низкочастотные фильтры, предназначенные для выделения составляющих модулирующего сигнала из импульсных последовательностей. Для того чтобы не было искажений телеметрируемой величины, тактовая частота $F_к$ должна быть на практике в 3—4 раза больше максимальной частоты $f_{макс}$, содержащейся в передаваемом сообщении.

Частотная характеристика интерполирующего фильтра должна быть такой, чтобы все составляющие передаваемого спектра телеметрического сигнала воспроизводились без искажений. С этой точки зрения наиболее целесообразным был бы фильтр с П-образной частотной характеристикой.

Если $F_к \geqslant (3 \div 4) f_{макс}$, то ошибки телеметрируемой величины за счет интерполяции импульсных сигналов при П-образной частотной характеристике интерполятора в РТС с ШИМ и ФИМ будут составлять десятые доли процента, а в РТС с АИМ будут полностью отсутствовать.

Следует отметить, что для РТС с АИМ при условии применения идеального интерполятора достаточно $F_к = 2f_{макс}$.

В РТС с прерывистой регистрацией телеметрических сигналов, которая используется наиболее часто, интерполяция осуществляется оператором вручную или с помощью специальных приборов. Помимо того, в последнее время начинают находить применение автоматические интерполяторы, представляющие собой счетно-решающие устройства. При обработке записей возможно использование методов линейной, параболической, круговой и т. д. интерполяций.

От метода интерполяции при заданной скорости опроса датчика существенно зависит величина ошибки радиотелеизмерений. Наиболее простым способом формирования непрерывных значений телеметрируемой величины S на основе данных прерывистой записи является линейная интерполяция.

Сущность линейной интерполяции состоит в том, что S получается как результат соединения каждых двух соседних точек, характеризующих телеметрируемую величину в моменты опроса датчика, прямой линией. При таком методе представления данных радиотелеизмерений график изменения телеметрируемой величины отображается ломаной линией; при этом точки излома будут появляться в те моменты времени, когда поступает измерительный импульс.

При заданной величине частоты F изменения телеметрируемой величины S максимальная (относительная) погрешность линейной интерполяции $\delta_{\text{макс}}$ является функцией частоты $F_{\text{к}}$. С ростом отношения $F_{\text{к}}/F$ погрешность интерполяции уменьшается. Для того чтобы $\delta_{\text{макс}}$ была меньше 1%, тактовая частота $F_{\text{к}}$ должна быть в 20 раз больше частоты передаваемого сообщения. Если требуется уменьшить $\delta_{\text{макс}}$ до 0,5%, то необходимо выполнение условия $F_{\text{к}}/F>30$.

При интерполяции с помощью параболы тактовая частота требуется меньшая, чем при линейной интерполяции.

При машинной обработке телеметрических записей точность радиотелеизмерений в значительной степени зависит от принятого метода интерполяции, что и определяет программу работы автоматической системы дешифрирования.

Длительность измерительных импульсов в РТС с АИМ. В РТС с АИМ канальный интервал $t_{\text{к}}=T_{\text{к}}/n$, т. е. промежуток времени, отводимый для одного канала (включая синхронизирующий импульс канала), состоит из промежутка τ_0, занимаемого излучаемым импульсом, и защитного интервала $\tau_{\text{з}}$. Максимально допустимая длительность измерительного импульса $\tau_{\text{макс}}$ равна:

$$\tau_{\text{макс}}=\frac{T_{\text{к}}}{n}-\tau_{\text{з}}.$$

Если $\tau_{\text{з}}=(2\div3)\tau$, то длительность измерительного импульса может составлять $(0{,}3\div\div0{,}4)T_{\text{к}}/n$. Следовательно, зная $T_{\text{к}}$ и n, можно легко определить $\tau_{\text{макс}}$.

Модуляционный промежуток в РТС с ФИМ. В РТС с ФИМ и непрерывной регистрацией обычно осуществляется предварительное преобразование ФИМ в ШИМ или АИМ. Из полученных таким образом импульсов, модулированных по ширине или амплитуде, с помощью низкочастотных фильтров выделяется напряжение, характеризующее телеметрируемую величину как непрерывную функцию времени.

Из теории импульсной модуляции следует, что при использовании неискажающих демодулирующих фильтров процессы модуляции и демодуляции не вносят погрешности в радиотелеизмерения. Поэтому длительность модуляционного промежутка $2\Delta t_m$ может быть произвольной, но не больше длительности канального интервала за вычетом длительности измерительного импульса и защитного интервала.

В РТС с прерывистой регистрацией запись данных телеизмерений осуществляется в отдельные моменты времени. При ФИМ эти моменты изменяются. Однако вследствие трудности фиксации всех возможных значений времени появления измерительных импульсов обычно считают, что запись производится в моменты, соответствующие положению синхронизирующего импульса, началу модуляционного промежутка или его середине и т. д.

При прерывистой регистрации моменты фиксации сигналов не совпадают с моментами времени, к которым относятся измерения, в результате получаются ошибки измерений, называемые погрешностями демодуляции.

Для многоканальных РТС ($n>10$) погрешности демодуляции настолько малы, что их можно не учитывать. Поэтому и в РТС с прерывистой регистрацией значения $2\Delta t_m$ ограничиваются только величинами $t_{\text{к}}$, τ_0 и $\tau_{\text{з}}$.

Длительность импульсов в РТС с ШИМ. В РТС с ШИМ канальный интервал состоит из промежутка τ, занимаемого импульсом, и интервала $\tau_{\text{з}}$ между импульсами соседних каналов. Поскольку канальный интервал $t_{\text{к}}$ — величина постоянная ($t_{\text{к}}=\tau+\tau_{\text{з}}=\text{const}$), то в процессе модуляции будут изменяться τ и $\tau_{\text{з}}$.

Максимальное значение τ может составлять $t_{\text{к}}-\tau_{\text{з.мин}}$, где $\tau_{\text{з.мин}}$ — минимально необходимый защитный интервал. Минимальная величина τ обычно ограничивается возможностями модулятора и допустимым уровнем шумов. С уменьшением τ должна расширяться полоса пропускания радиоприемника, что при постоянной мощности радиопередатчика приводит к ухудшению отношения сигнал/шум.

Защитный интервал $\tau_{\text{з}}$ выбирается исходя из минимальной длительности τ, в соответствии с этим значением рассчитывается и полоса пропускания радиоприемника.

Сравнительная оценка РТС с частотным и временным разделением каналов

На основе анализа принципов действия и особенностей построения шифраторов и дешифраторов РТС и анализа возникающих погрешностей можно сделать вывод, что РТС с временным разделением каналов имеют существенные преимущества по сравнению с РТС с частотным разделением каналов. Эти преимущества прежде всего состоят в том, что в РТС с временным разделением каналов отсутствуют громоздкие и тяжелые по весу узкополосные разделительные фильтры, легко достигается практически полное отсутствие переходных и перекрестных искажений, а также высокая помехоустойчивость.

Помимо того, появляются при использовании РТС с временным разделением каналов большие возможности по автомати-

зации процессов дешифрирования и обработки результатов записей.

При разработке РТС с частотным разделением каналов (при числе каналов 10—15) возникают серьезные трудности. С одной стороны, во избежание заметных переходных искажений необходим большой разнос поднесущих частот, а с другой — большой разнос нецелесообразен, так как при этом создаются резко различные условия передачи различных поднесущих по одной и той же радиолинии. От перекрестных искажений в таких РТС полностью избавиться не представляется возможным. Вследствие этого РТС с ЧРК с числом каналов $n>10\div15$ не строятся, так как нельзя получить высокую точность передачи телеметрической информации.

Далее следует указать, что при работе РТС в ультракоротковолновом диапазоне получаемая полоса пропускания радиоприемника для РТС с частотным разделением каналов обычно превышает полосу частот, необходимую для неискаженной передачи сигналов, что приводит к усилению воздействия шумов. В импульсных РТС этот недостаток отсутствует.

Нужно, наконец, отметить возможность эффективной борьбы с импульсными помехами в РТС с временным разделением каналов путем использования различных способов селекции (по длительности измерительных импульсов, частоте следования синхронизирующих сигналов и т. д.).

Все отмеченные преимущества РТС с временным разделением каналов особенно заметно проявляются в тех случаях, когда число каналов велико. Если каналов всего несколько единиц, то РТС с временным разделением каналов получаются более громоздкими и сложными из-за наличия коммутаторных и синхронизирующих устройств.

26-5. ШИФРАТОРЫ И ДЕШИФРАТОРЫ РТС С КОМБИНИРОВАННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

В радиотелеметрических системах с комбинированной селекцией могут быть использованы все описанные выше способы разделения каналов. Телеметрируемые параметры и сигналы разбиваются на группы с одинаковыми характеристиками (свойствами). Так, например, быстро изменяющиеся величины выделяются в одну группу, а медленно изменяющиеся — в другую. Непрерывные, разовые и многократные сигналы также подразделяются на группы. Важным признаком, по которому часто группируются передаваемые сигналы, может быть точность радиотелеизмерений.

В соответствии с характеристиками сигналов, входящих в группы, выбираются способы селекции каналов, которые должны быть применены в комбинированной телеметрической системе.

Структура построения РТС с комбинированным разделением каналов может быть самой разнообразной. Наиболее распространенной является РТС с частотно-временной селекцией каналов.

Такая система содержит максимально возможное число каналов с разделением по частоте. Все эти каналы, за исключением одного или двух, используются для передачи быстро изменяющихся сигналов, для которых требуется повышенная точность воспроизведения. Оставшиеся же каналы (один или два) используются для передачи медленно изменяющихся величин. Для этого каждый из передаваемых сигналов с помощью коммутатора подключается с частотой опроса к входу одного из каналов. За один цикл передачи происходит опрос

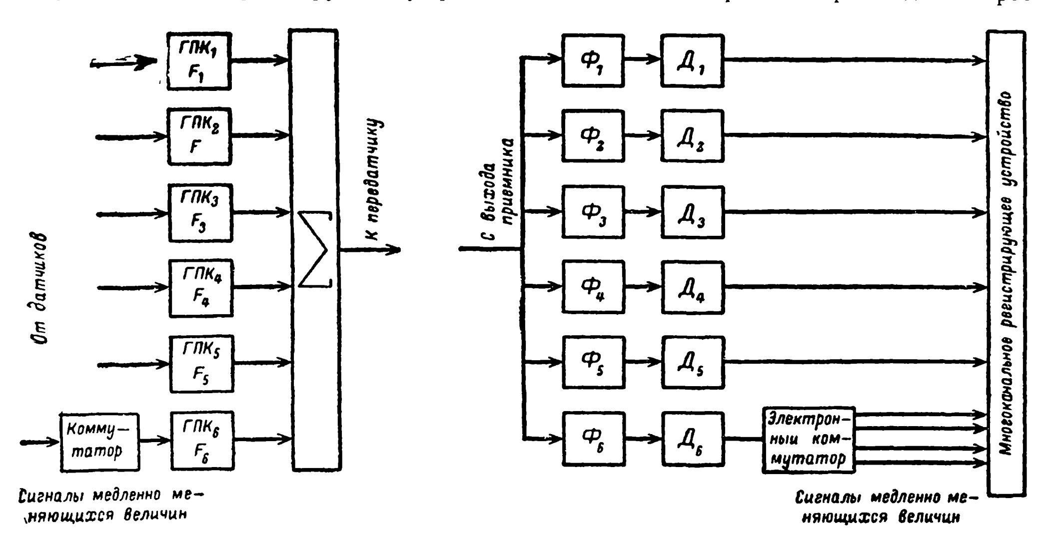


Рис. 26-32. Функциональная схема РТС с комбинированным разделением каналов.

(коммутация) всей группы сигналов, передаваемых по данному каналу.

Функциональная схема РТС с частотно-временным разделением каналов (рис. 26-32) имеет пять генераторов поднесущих колебаний, управляемых напряжениями с датчиков, для передачи непрерывных значений измеряемых величин путем частотной модуляции и один генератор для передачи сигналов от датчиков медленно меняющихся величин. Датчики подключаются ко входу шестого генератора F_6 с помощью механического коммутатора. Дискретные значения телеметрируемых величин передаются также путем частотной модуляции поднесущих колебаний шестого генератора.

Выходные сигналы всех шести ГПК после суммирования и усиления подаются в передатчик для осуществления модуляции его высокочастотных колебаний.

На приемной стороне из выходного напряжения приемника при помощи частотных фильтров ($Ф_1$, $Ф_2$, ..., $Ф_6$), настроенных на соответствующие поднесущие частоты, и частотных детекторов выделяются сигналы отдельных каналов. Сигналы с выхода частотных детекторов первых пяти каналов поступают в многоканальное записывающее устройство для регистрации. Сигналы же с выхода частотного детектора шестого канала распределяются по соответствующим цепям (каналам) с помощью электронного коммутатора, работающего синхронно и синфазно с коммутатором шифратора передающей части.

Системы с комбинированным разделением каналов могут иметь один, два и более частотных каналов, по которым передаются коммутируемые сигналы. При этом скорость коммутации в каждом из таких каналов может быть различной в соответствии со скоростью изменения передаваемых величин.

26-6. ШИФРАТОРЫ И ДЕШИФРАТОРЫ РТС С КОДО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Для быстрого получения результатов при большом объеме измерений процессы обработки полученной телеметрической информации необходимо автоматизировать. Обработка телеметрической информации сводится в основном к выполнению комплекса вычислительных работ, которые наиболее удобно производить на электронных цифровых вычислительных машинах (ЭЦВМ). Цифровые машины обладают значительно большей точностью, универсальностью, более просты в изготовлении и эксплуатации, чем аналоговые вычислительные машины. Кроме того, применение ЭЦВМ позволяет применить наглядную индикацию и регистрацию результатов измерений.

ЭЦВМ являются машинами дискретного действия и могут сопрягаться только с устройствами, осуществляющими периодическое измерение только определенных дискретных уровней электрических сигналов. Поэтому при использовании ЭЦВМ в РТС телеметрическая информация должна иметь дискретный характер как во времени, так и по значению (уровню). Этим требованиям отвечают РТС с кодо-импульсной модуляцией (КИМ). В РТС с КИМ может применяться частотное и временно́е разделение каналов.

Телеметрические системы с КИМ часто называют *дискретными* или *цифровыми радиотелеметрическими системами*.

При кодо-импульсной модуляции весь диапазон возможных значений модулирующего сигнала разбивается на конечное число дискретных уровней. Вместо передачи плавной кривой изменения этого сигнала во времени (рис. 26-33, *а*) передаются указанные дискретные уровни сигнала; причем всякий раз передается тот дискретный уровень, к которому ближе значение сигнала в момент опроса. Процесс замены передачи плавной кривой изменения сигнала ближайшими дискретными уровнями называется квантованием по уровню (см. т. 1, § 2-6, 2-7).

Наиболее употребительным является двоичный (бинарный) код, широко используемый в ЭЦВМ. При этом кодирование сводится к представлению порядкового номера каждого из уровней сигнала в двоичной системе исчисления в виде двоичного кода. Двоичный код в этом случае представляет собой группу импульсов, расположенных на соответствующих временных позициях. Каждая из временных позиций обозначает собой разряд двоичной системы исчисления.

Таким образом, при КИМ вместо уровней сигналов на приемную сторону РТС передаются кодовые обозначения этих уровней в виде бинарных кодовых групп (рис. 26-33, *б*).

Возможное число уровней ($n_у$), которое может быть передано с помощью двоичного кода с числом разрядов двоичной системы исчисления $N_р$, определяется выражением

$$n_у = 2^{N_р}. \qquad (26\text{-}19)$$

Шаг квантования (в процентах) с учетом выражения (26-19) определится из соотношения

$$\Delta = \frac{100}{n_у} = \frac{100}{2^{N_р}}. \qquad (26\text{-}20)$$

Максимальная ошибка измерения за счет квантования $\delta_{макс}$ равна половине шага квантования $\delta_{макс} = \Delta/2$. Задаваясь допустимым значением погрешности измерений за счет квантования, из выражения (26-20) можно определить необходимое число разрядов бинарного кода:

$$N_р = \frac{2 - \lg \Delta}{\lg}. \qquad (26\text{-}21)$$

С увеличением числа разрядов (значности) бинарного кода, используемого для передачи номеров уровней сигнала, уменьшается ошибка квантования. Современные кодирующие устройства позволяют преобразовывать плавно изменяющиеся напряжения в бинарный код с точностью, превышающей 0,1%, что достигается применением бинарного кода с десятью разрядами ($N_р=10$).

Преобразование непрерывно изменяющегося сигнала в дискретный представляет собой достаточно сложный процесс, который можно разбить на три этапа.

Первый этап — дискретизация сигнала во времени. Он заключается в том, что из непрерывно изменяющихся значений телеметрируемого параметра выбираются только те, которые сигнал принимает в некоторые периодически повторяющиеся моменты времени.

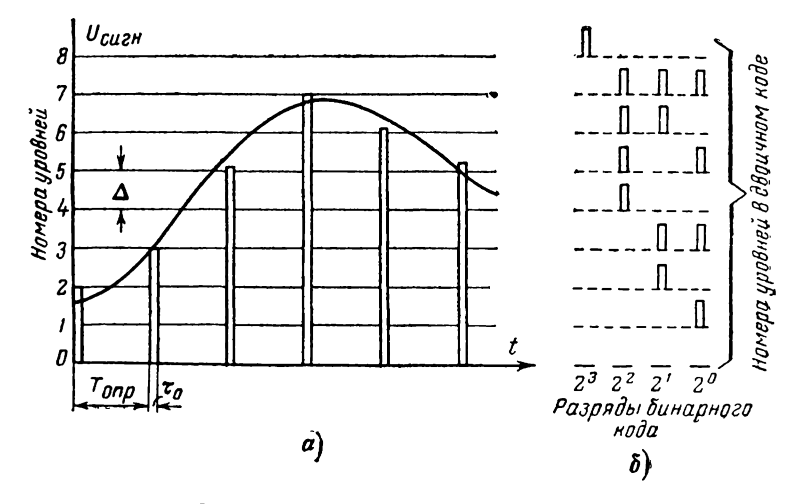


Рис. 26-33. Преобразование непрерывного сигнала в дискретный.
а — преобразование плавной кривой; *б* — бинарные подобные группы.

При использовании бинарного кода фиксация каждой посылки на приемной стороне РТС достигается наличием или отсутствием импульса на временной позиции разряда: ДА или НЕТ (1 или 0). Соответственно модулятор, передатчик, приемник и демодулятор РТС должны обеспечивать передачу только двух уровней сигнала, и поэтому к этим устройствам не предъявляется требование хорошей линейности амплитудной характеристики.

При КИМ точность передачи сигналов определяется в основном аппаратурными ошибками (шумами квантования) кодирующих и декодирующих устройств системы.

Необходимым элементом всех дискретных РТС является преобразователь данных из непрерывной формы в дискретную.

Радиотелеметрические системы с КИМ строятся обычно таким образом, что телеметрируемый сигнал на передающей стороне преобразуется в двоичный код. С преобразователя сигналы двоичного кода поступают на вход РТС. В ряде же случаев преобразование непрерывного сигнала в двоичный код происходит в приемной части РТС непосредственно перед регистрацией. Такие системы называются **переходными** от аналоговых к дискретным РТС. В них преобразование выходных сигналов из непрерывной формы в дискретную производится только для удобства автоматизированной обработки результатов радиотелеизмерения.

Вторым этапом процесса преобразования является квантование уровней изменения регистрируемого параметра.

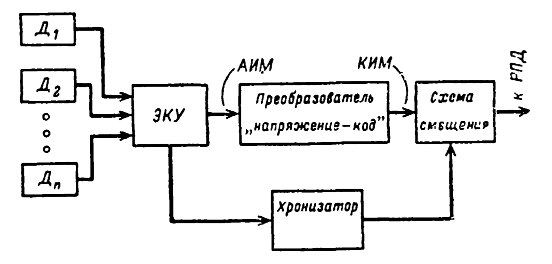


Рис. 26-34. Функциональная схема передающей части РТС с КИМ.

Наконец, третьим этапом процесса является преобразование уровня (номера уровня) сигнала в соответствующую кодовую посылку.

Специфическими элементами РТС с КИМ являются преобразователи непрерывных величин в дискретные; индикаторы дискретных данных; регистрирующие устройства дискретных данных.

В РТС с КИМ передающая часть получается значительно более сложной, чем при других видах модуляции. На рис. 26-34 при-

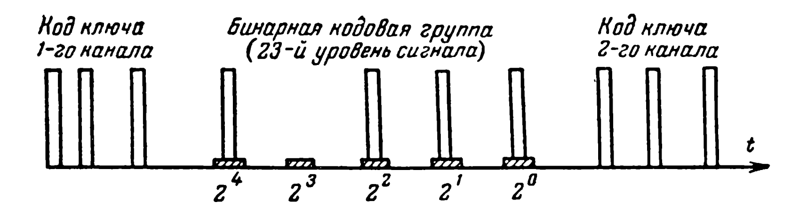


Рис. 26-35. Структура бинарного кода, отображающего 23-й уровень передаваемого сигнала.

ведена функциональная схема шифратора РТС с КИМ. Основными элементами ее являются датчики, электронный коммутатор, преобразователь канальных напряжений в двоичный код, синхронизирующее устройство, хронизатор и схема суммирования.

Сигналы датчиков посредством электронного коммутатора подключаются к преобразователю «напряжение — код» последовательно один за другим с определенной частотой опроса. В преобразователе «напряжение — код» осуществляется преобразование каждого канального напряжения в двоичный код. Одна из разновидностей преобразователей подобного типа описана в разд. 24.

Синхронизирующее устройство передающей части РТС осуществляет синхронизацию работы элементов шифратора. В схеме суммирования производится объединение в общую цепь сигналов, поступающих с преобразователя «напряжение — код», и синхросигналов, поступающих с синхронизирующего устройства.

На рис. 26-35 приведена одна из возможных структур сигнала на выходе схемы смещения, отображающих передачу двоичным кодом по первому каналу 23-го уровня сигнала. Вместе с бинарной кодовой группой посылается код канала, от временного положения которого на приемной стороне отсчитывается временное положение каждого из разрядов бинарного кода. Начало опроса всех каналов обозначается особой кодовой группой, называемой кадровым синхронизирующим сигналом и используемой для синхронизации дешифратора. В приведенной структуре сигнала коды ключей каналов представляют собой трехимпульсные группы, отличающиеся между собой интервалами времени между импульсами. Выходной сигнал схемы смещения служит для модуляции высокочастотных колебаний передатчика. В РТС с КИМ колебания передатчика модулируются (вторичная модуляция) передаваемыми сигналами обычно по частоте.

На рис. 26-36 приведена упрощенная функциональная схема дешифратора РТС с КИМ. С выхода приемника смесь синхросигналов и канальных кодовых групп подается в блоки синхронизации и нормализации (регенерации) двоичных сигналов, где приходящие импульсы бинарных кодовых групп нормализуются по форме, длительности и амплитуде. В блоке синхронизации осуществляется выделение сигналов синхронизации (канальных кодовых групп и кадров). Из блока нормализации двоичных сигналов кодовые группы поступают в преобразователь последовательных кодов в параллельные.

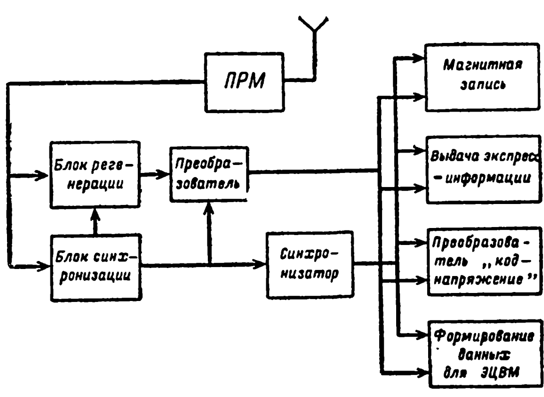


Рис. 26-36. Функциональная схема приемной части РТС с КИМ.

При параллельном бинарном коде импульсы кода, характеризующие его разряды, передаются не последовательно друг за другом, а одновременно (параллельно) по различным каналам (цепям). При этом сами импульсы, если время, отводимое на передачу кода, не сокращается, могут иметь значительно бóльшую длительность. Такой преобразователь в дешифраторе необходим при магнитной записи сигналов с целью уменьшения скорости протяжки магнитной ленты. При магнитной записи последовательных бинарных кодов в некоторых случаях потребная скорость протяжки магнитной ленты для неискаженного воспроизведения сигналов получается недопустимо большой. При преобразовании последовательных кодов в параллельные потребная скорость протяжки существенно уменьшается.

С выхода преобразователя последовательного кода в параллельный сигналы двоичных кодовых групп подаются в устройства магнитной записи, преобразователь «код — напряжение», устройство получения экспресс-информации и ЦЭВМ.

На рис. 26-37 приведена схема преобразователя последовательного кода в параллельный. Последовательный бинарный код подается одновременно на схемы И, число которых равно числу разрядов в коде. Каждая из схем И соответствует одному из разрядов бинарного кода. На другие входы схем И с выхода блока синхронизации поступают поочередно импульсы, совпадающие во времени с временными интервалами разрядов последовательного кода. Выходные импульсы схем И поступают каждый на свой триггер, где и запоминается значение данного разряда.

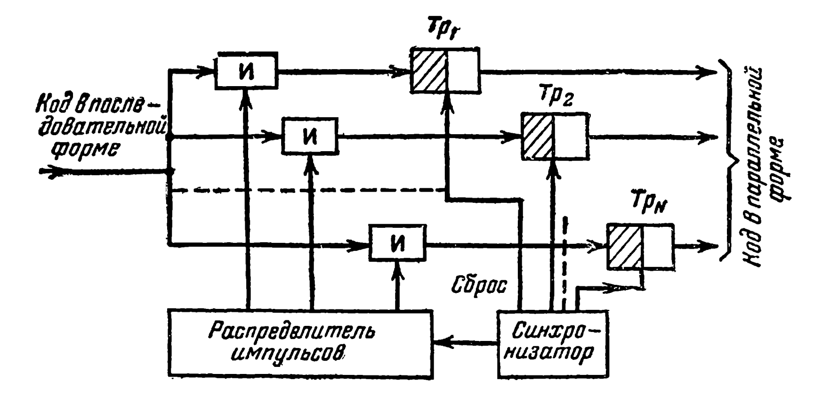


Рис. 26-37. Схема преобразователя последовательного кода в параллельный.

Таким образом, с поступлением всех импульсов последовательного кода значение этого кода запоминается триггерами преобразователя, т. е. образуется параллельный код, разряды которого по разным каналам могут передаваться одновременно. Импульсами сброса (поступающими с блока синхронизации) параллельный код, записанный на триггерах, считывается. Триггеры этим же импульсом возвращаются в исходное положение и становятся готовыми для запоминания значения последовательного кода следующего канала.

Синхронность работы указанных устройств достигается применением синхронизатора, который в свою очередь управляется сигналами, выделяемыми блоком синхронизации.

26-7. РЕГИСТРАЦИЯ И ДЕШИФРИРОВАНИЕ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Регистрация телеметрической информации

Принятые на приемной стороне РТС телеметрические сигналы предварительно регистрируются (изображаются) в виде графиков непрерывных функций времени (осциллографические записи), цифровых таблиц, записи на магнитную ленту или отображаются на различных типах табло. Наибольшее распространение получил графический метод регистрации. Графическая регистрация сигналов отличается наглядностью изменений телеметрируемых параметров во времени, возможностью совмещения записей нескольких параметров на одном графике для совместной обработки и исследования, возможностью нанесения на график временных и других вспомогательных меток, облегчающих анализ записей.

При магнитной записи телеметрическая информация регистрируется в аналоговой или цифровой форме (в виде двоичных кодов). Этот вид записи используется для сохранения результатов измерений и дальнейшей обработки.

Когда результаты радиотелеметрических измерений должны быть использованы немедленно после поступления сигналов (для оперативного контроля за функционированием контролируемого объекта), на выходе РТС устанавливается устройство для выдачи так называемой экспресс-информации. Такая информация о текущих значениях наиболее важных телеметрируемых параметров отображается сигнальными табло или показаниями цифровых и стрелочных приборов. Сигналы, поступающие на устройства отображения и индикации экспресс-информации, формируются из принятых телеметрических сигналов путем соответствующего преобразования.

Регистрирующие устройства при высокой скорости регистрации должны иметь высокую точность и разрешающую способность, быть простыми и надежными в эксплуатации.

Осциллографическая запись сигнала может быть выполнена в виде кривой, состоящей из отдельных точек (ординаты которых пропорциональны соответствующим значениям регистрируемой величины), или непрерывной кривой (рис. 26-38).

Записывающие устройства, основанные на графическом методе, используют различные принципы записи и имеют разнообразную конструкцию.

В механических регистрирующих устройствах запись электрических сигналов производится либо на обычную бумагу пером, или чаще на специальную бумагу, на которой линия записи создается контактным способом при помощи подвижного пера или иглы (рис. 26-39, *а*).

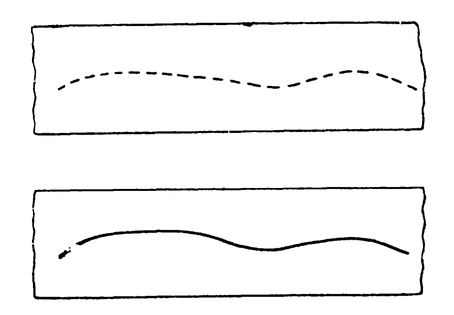


Рис. 26-38. Виды осциллографической записи сигналов.

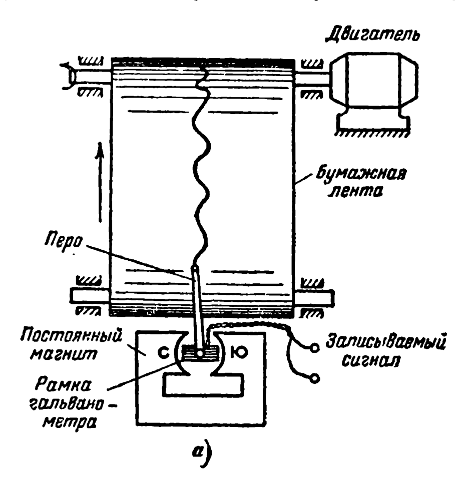
В устройствах записи на бумагу, чувствительную к электрическому току, часто вместо одной подвижной иглы устанавливается большое количество неподвижных записывающих игл, расположенных по прямой линии поперек бумажной ленты. Запись в этом случае ведется путем последовательного подключения входного сигнала к иглам в соответствии с его величиной и знаком.

Такое записывающее устройство не имеет подвижных частей (кроме механизма движения бумаги), и если переключение записывающих игл производится электронным путем, то устройство оказывается практически безынерционным. Конструкция устройства получается прочной и невосприимчивой к ударам и вибрациям.

Применяются осциллографические устройства, в которых регистрируемый электрический сигнал записывается лучом света на движущейся светочувствительной бумаге или пленке (рис. 26-39, *б*). В результате воздействия света на бумагу (пленку) после ее фотообработки образуется линия записи сигнала. Осциллографы такого типа могут иметь до 50 записывающих устройств (каналов) для записи различных сигналов. Гальванометр с зеркалом, с помощью которого записывается сигнал одного канала, называется **шлейфом**, а сам осциллограф — **шлейфовым**.

Для записи телеметрируемых сигналов на фотопленку широко используются электроннолучевые осциллографы. Записываемый сигнал, подаваемый на вертикально отклоняющие пластины трубки (через усилитель), вызывает перемещение светящегося пятна на экране осциллографа по вертикали. Положение светящейся точки фиксируется на фотопленке, движущейся перед экраном осциллографа в направлении, перпендикулярном отклонению луча под действием записываемого сигнала. Таким образом, изменение телеметрируемого параметра регистрируется в виде плавной кривой на фотопленке.

С помощью электронного осциллографа могут регистрироваться как медленно, так и быстро изменяющиеся параметры. Скорость движения бумаги или фотопленки при



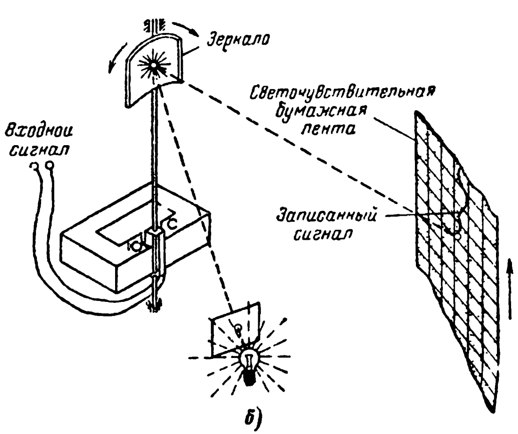


Рис. 26-39. Записывающие устройства.

любом виде осциллографической записи подбирается такой, чтобы при анализе записи можно было заметить все изменения зарегистрированного сигнала. При медленном движении ленты кривая записи сжимается по оси времени и записанный сигнал трудно анализировать. Обычно скорость движения ленты выбирается в пределах 0,5—100 *см/сек* и более.

Для связи регистрируемого сигнала со временем на ленту наносятся метки времени. Они могут изображаться в виде черточек вдоль ленты через интервалы, соответствующие определенным отрезкам времени (рис. 26-40, *а*). При совместной регистрации на одном носителе нескольких параметров для облегчения чтения записи графики мар-

кируются (маркерные метки канала, рис. 26-40, *б*).

Для записи сигналов с выхода многоканальной РТС применяются многоканальные устройства записи с несколькими записывающими элементами. Однако такие устройства имеют серьезный недостаток,

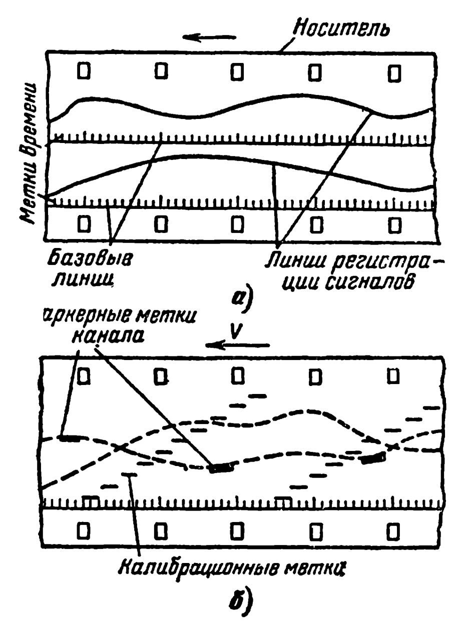


Рис. 26-40. Примерный вид регистрации двух телеметрируемых параметров на фотопленке.

заключающийся в том, что сигналы с большой и малой частотой не могут быть одинаково хорошо записаны. При постоянной скорости ленты запись сигналов с большими скоростями изменения параметров будет очень сжата, а сигналов с малой скоростью изменения — чрезмерно растянута.

Для устранения указанного недостатка в многоканальных РТС применяется несколько записывающих устройств, причем один из них записывает быстро изменяющиеся сигналы, а другие — медленно изменяющиеся.

За последние годы наиболее распространенным видом записи электрических сигналов стала магнитная запись. Она не требует фотохимической или другой обработки после записи; магнитный носитель (пленка) не является светочувствительным материалом, следовательно, отпадает необходимость в специальной упаковке и помещениях для обработки; записанные сигналы могут быть немедленно воспроизведены даже в процессе самой записи (с очень малым запаздыванием); магнитная запись воспроизводится в виде электрических сигналов, которые удобны для использования в различных вычислительных устройствах, системах дешифрирования и обработки данных (см. т. 2, § 16-3). В радиотелеметрических системах для магнитной записи и воспроизведения электрических сигналов используются многодорожечные головки.

Несовершенство лентопротяжных механизмов, приводящее к неравномерности движения магнитной ленты и появлению искажений записи, является одним из существенных недостатков систем магнитной записи. Однако необходимое постоянство скорости движения и натяжения ленты может быть достигнуто применением электронной системы стабилизации с использованием сервомеханизмов. Помимо устройств, стабилизирующих движение ленты, для устранения ошибок, вносимых в воспроизводимый сигнал, применяются специальные электронные компенсационные цепи.

Регистрация дискретных данных производится в виде графиков или знаков. Дискретные данные при знаковой индикации записываются в виде двоичных кодов или же чисел обычными десятичными знаками. При графической регистрации дискретные данные интерполируются, а затем отображаются в виде непрерывных графиков.

Для отображения экспресс-информации теперь вместо стрелочных приборов чаще применяются цифровые индикаторы. Применение знаковых (цифровых) индикаторов повышает точность воспроизведения информации и уменьшает утомляемость операторов, следящих за индикаторами. Применяются следующие типы знаковых индикаторов:

декадные индикаторы с барабанами (дисками) или лентой. При поступлении кодовой посылки в индикатор в смотровом окне индикатора показывается число, соответствующее принятому коду;

светосигнальные индикаторы, в которых светящиеся цифры числа, показывающего значение кода, высвечиваются (освещаются, проецируются или формируются) с помощью специальных ламп;

газосветные и электроннолучевые индикаторы, производящие под действием электрических сигналов формирование цифр и чисел.

Дешифрирование телеметрической информации

Если предположить, что телеметрическая система является линейной, то дешифрирование осциллографических записей сведется к простому пересчету значений зарегистрированного параметра в значения исходной телеметрируемой величины с учетом коэффициента передачи всей телеметрической системы. Однако РТС практически всегда являются нелинейными системами. Поэтому масштаб записи для разных мгновенных значений телеметрируемых величин оказывается различным.

В процессе дешифрирования должна быть учтена имеющаяся нелинейность РТС, чтобы получить изменения выходных величин во времени, соответствующие измене-

нию телеметрируемых величин на входе РТС.

Наряду с нелинейностью всякая РТС обладает нестабильностью характеристик, приводящих к искажению результатов измерений. Влияние нестабильности характеристик РТС на точность радиотелеизмерений существенно уменьшается путем калибровки РТС в процессе работы.

Таким образом, в результате дешифрирования должна быть установлена истинная зависимость изменений телеметрируемой величины от времени для каждого канала с учетом искажений, вносимых элементами РТС. Знание такой зависимости для всех одновременно телеметрируемых величин позволяет установить их связь друг с другом, что во многих случаях является одной из важнейших задач исследования.

Процесс дешифрирования осциллографической записи сводится к следующим операциям:

определение смещения точек кривой записи телеметрируемого сигнала от нулевой или некоторой вспомогательной калибровочной линии, записываемой на ленте вместе с линией записи сигнала;

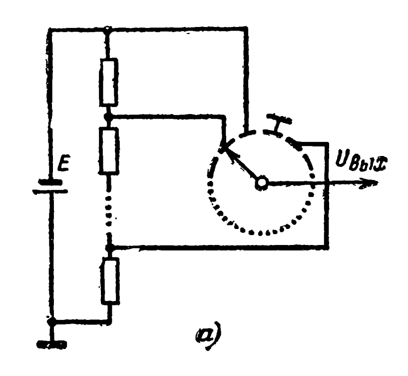
преобразование измеренных смещений при помощи предварительно снятой калибровочной кривой РТС в истинное значение телеметрируемой величины в тех же единицах, в которых она измерялась на входе РТС;

представление результатов дешифрирования в виде графика (или таблицы) зависимости телеметрируемой величины от времени или зависимости одной телеметрируемой величины от другой.

В процессе дешифрирования при пересчете зарегистрированных значений принятых сигналов в исходные значения телеметрических величин пользуются калибровочным сигналом. Масштаб передачи калибровочного сигнала при наличии искажений в радиолинии изменяется аналогично изменению масштаба телеметрируемых величин. Поэтому при известном значении калибровочного напряжения можно установить величину коэффициента передачи с учетом искажений, вносимых радиолинией.

В системах с ВРК калибровочный сигнал представляет собой определенное постоянное или изменяющееся известным образом напряжение, которое вырабатывается датчиком калибровочных напряжений. Часто в РТС с первичной ШИМ или ФИМ, где нелинейность амплитудной характеристики радиолинии системы не оказывает существенного влияния на точность измерений, передаются два калибровочных напряжения: нулевой уровень (нуль) измеряемых величин и напряжение, соответствующее 90% от максимально возможного. Для передачи этих двух калибровочных напряжений используется два канала РТС. При дешифрировании калибровочные напряжения позволяют скомпенсировать дрейф нулевого уровня и изменение масштаба передаваемых сигналов.

При АИМ обычно передают до 10 калибровочных напряжений (диапазон изменения измеряемых величин от нуля до максимального значения разбивается равномерно на 10 уровней). В этом случае уровни калибровочного напряжения используются для компенсации нулевого уровня и



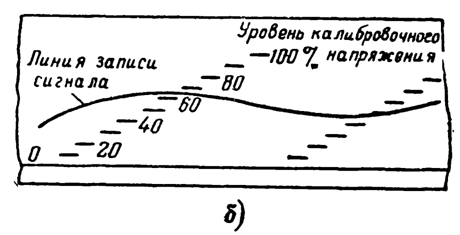


Рис. 26-41. Датчик калибровочного напряжения. *а* — схема; *б* — диаграмма выходного напряжения.

изменения масштаба передаваемых сигналов, а также позволяют учесть нелинейность амплитудной характеристики радиолинии РТС при дешифрировании записей. Формируются 10 уровней калибровочного напряжения с помощью дополнительного коммутатора (рис. 26-41, *а*), выход которого подключается к входу одного из каналов РТС.

Скорость переключений в дополнительном коммутаторе выбирается такой, чтобы каждый уровень (рис. 26-41, *б*) калибровочного напряжения передавался в течение времени передачи нескольких кадров.

В РТС с ЧРК калибровка радиолинии осуществляется с помощью датчика калибровочных напряжений, выход которого поочередно подключается посредством специального коммутатора к отдельным каналам вместо датчиков. Наличие в шифраторе датчика калибровочных напряжений и специального коммутатора значительно усложняет передающую часть РТС. Поэтому указанные элементы подключаются к системе только на время калибровки, которая проводится в этом случае только перед началом работы системы.

При использовании в процессе дешифрирования калибровочного напряжения отсчет значений телеметрических сигналов вы-

полняется в относительной форме, т. е. в процентах от всей шкалы (максимально возможного значения $U_{д.макс}$, которое может принять телеметрируемая величина (рис. 26-42).

Перед началом работы РТС снимаются тарировочные характеристики датчиков (зависимость выходной электрической величины датчика от значения входного телеметрируемого параметра) с тем, чтобы учесть

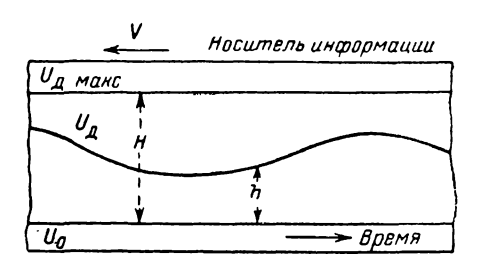


Рис. 26-42. Иллюстрация дешифрирования записи телеметрических сигналов.

нелинейность этих характеристик при дешифрировании.

Рассмотрим кратко пример дешифрирования записи сигналов в РТС с первичной АИМ.

Пусть телеметрируемая величина S преобразуется датчиком в электрическое напряжение $U_д$. Причем $U_д = K_д S$, где $K_д$ — коэффициент преобразования датчика, в общем случае (при нелинейной тарировочной характеристике датчика) зависящий от мгновенных значений величины S. При максимальном значении телеметрируемой величины $S_{макс}$ напряжение на выходе датчика составит $U_{д.макс} = K_д S_{макс}$. Значение напряжения $U_{д.макс}$ передается по отдельному каналу радиолинии как калибровочное напряжение (для всех каналов). На приемной стороне РТС регистрируются значения $U_{д.макс}$, $U_д$ и нулевой уровень телеметрируемой величины U_0 (рис. 26-41, *б*). На рис. 26-42 значению $U_{д.макс}$ соответствует линия, прочерченная на расстоянии H от линии нулевых значений. Текущему значению $U_д$ соответствует плавная кривая с текущими ординатами h.

Если РТС линейна, то при всех значениях h соблюдается следующее соотношение:

$$\frac{h}{H} = \frac{U_д}{U_{д.макс}}. \qquad (26\text{-}22)$$

Ручная дешифрация записи каждого измеряемого параметра производится в следующем порядке. Для выбранных моментов времени определяются по пленке величины h и H (в миллиметрах) и подсчитывается отношение h/H. По известному $U_{д.макс}$ и найденному отношению h/H рассчитывается напряжение на выходе датчика

$$U_д = \frac{h}{H} U_{д.макс}. \qquad (26\text{-}23)$$

При известном $U_д$ по тарировочной кривой датчика определяется значение измеряемого параметра S.

В случае, если РТС нелинейна, $h/H \neq U_д/U_{д.макс}$. Для устранения влияния нелинейности РТС на точность дешифрирования, а также для более удобного определения отношения h/H, на пленку, как уже отмечалось выше, записываются 10 уровней калибровочного сигнала.

Каждый из уровней кратен 10% от $U_{д.макс}$ (рис. 26-41, *б*). Относительное значение h как части от H отсчитывается по ближайшему уровню калибровочного сигнала. Таким образом, по записи сразу без измерения в отдельности h и H можно определить отношение h/H (с учетом нелинейности РТС) и подсчитать по выражению (26-23) величину $U_д$. Далее с помощью тарировочной кривой датчика определяется значение S. Ручной процесс дешифрирования многоканальной радиотелеметрической информации весьма сложен и требует много времени. В связи с этим большое распространение получают цифровые РТС, позволяющие полностью автоматизировать процесс дешифрирования телеметрической информации. Автоматизация процесса дешифрирования необходима для сокращения времени обработки телеметрических записей и особенно в тех случаях, когда результаты телеизмерений нужно использовать немедленно.

Процесс автоматического дешифрирования в общем случае включает следующие наиболее важные операции: ввод поправки на нелинейность канала; ввод поправки на сдвиг тарировочной кривой канала (уход нулевого и максимального уровней); ввод поправки на нелинейность и сдвиг тарировочной кривой датчика; умножение относительной величины, полученной после введения всех поправок, на максимальное значение телеметрируемого параметра $S_{макс}$.

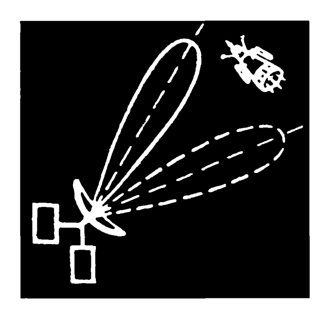
ЛИТЕРАТУРА

1. Барсуков Ф. И., Максимов М. В., Радиотелеметрия, Воениздат, 1962.

2. Кантор А. В., Аппаратура и методы измерения при испытаниях ракет, Оборонгиз, 1963.

3. Тепляков И. М., Радиотелеметрия, изд-во «Советское радио», 1966.

4. Карамов З. С., Фомин А. Ф., Элементы аналоговых радиотелеметрических систем, изд-во «Энергия», 1966.



РАЗДЕЛ 27

РАДИОУПРАВЛЕНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ

27-1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

Принципы построения систем радиоуправления

Системы радиоуправления представляют собой совокупность приборов и устройств, осуществляющих управление различными объектами на расстоянии с помощью радиосредств.

Управляемыми объектами (УО) могут быть космические корабли, аппаратура, установленная на искусственных спутниках Земли, авиационные модели, ракеты, насосные станции в нефтеперерабатывающей промышленности и т. д.

Простейшими являются системы радиоуправления, служащие для изменения состояния УО в заранее заданные моменты времени. Так, может оказаться, что на определенное время суток требуется включать дополнительные насосы, с помощью которых производится нагнетание воды в места залегания нефти для ее вытеснения на поверхность Земли. Когда надобность в работе этих насосов отпадает, их необходимо выключить. Подобная же система необходима для включения и выключения радиотехнических устройств (например, телевизионных установок и радиотелеметрических передатчиков), устанавливаемых на искусственных спутниках Земли.

Существенным в этих случаях является устранение системой управления имеющегося несоответствия между тем, что должно быть и что есть в действительности к данному моменту времени.

Более сложны системы, предназначенные для управления движением в широком

смысле этого слова. Такие системы при отклонении реального движения УО от заданного должны вырабатывать корректирующие сигналы непрерывно или через сравнительно короткие промежутки времени.

Построение систем радиоуправления независимо от их назначения основывается, как правило, на принципе обратной связи, сущность которого сводится к выявлению и последующему устранению возникающей разности между параметрами действительного и заданного режимов (протекания процессов) или имеющегося несоответствия требуемого и действительного состояний УО.

Задача, связанная с целесообразным изменением состояния УО, яляется более частной по сравнению с проблемой радиоуправления движением. Поэтому ниже рассматриваются системы, с помощью которых осуществляется коррекция механических перемещений (движений) *УО*. Однако рассмотренные здесь методы и средства являются достаточно универсальными и сравнительно легко могут быть распространены на системы с иным назначением; причем все необходимые при этом изменения сравнительно детально обсуждаются.

Упрощенная обобщенная функциональная схема системы радиоуправления движением представлена на рис. 27-1. Входным элементом такой системы является устройство, часто называемое координатором. Координатор содержит приборы, реагирующие на заданные и действительные координаты (параметры движения) УО, а также индикатор или счетно-решающий прибор.

Разность между заданными и действительными координатами (параметрами движения) УО, формирование которых на рис. 27-1 не показано, принято именовать параметром рассогласования или сигналом рассогласования системы управления.

Счетно-решающий прибор (СРП) координатора вырабатывает напряжение, функционально связанное с параметром рассогласования, а индикатор позволяет визуально наблюдать за тем, насколько реальное движение УО отличается от требуемого.

При пространственном управлении параметр рассогласования и выходной сигнал координатора, называемый иногда измеренным значением параметра рассогласования, обозначаются векторами $\bar{\Delta}$ и $\bar{\Delta}_и$ соответственно. Если управление производится в одной плоскости, то векторы $\bar{\Delta}$ и $\bar{\Delta}_и$ заменяются скалярами Δ и $\Delta_и$.

При измерении параметра рассогласования вне управляемого объекта между координатором и исполнительным устройством (ИУ), предназначенным для воздействия на органы управления УО, размещается устройство формирования и передачи команд (УФПК). Устройство формирования команд под действием выходного сигнала кооординатора $\bar{\Delta}_и$ вырабатывает команды управления $К_у$, которые поступают на командную радиолинию управления (КРУ), называемую также системой передачи команд. КРУ содержит передающую и приемную установки. Первая из них располагается вместе с УФК на пункте управления (ПУ), а вторая — на УО. Выходные команды К радиолинии управления (функционально связанная с $К_у$) подается на ИУ, с помощью которого изменяется траектория движения УО.

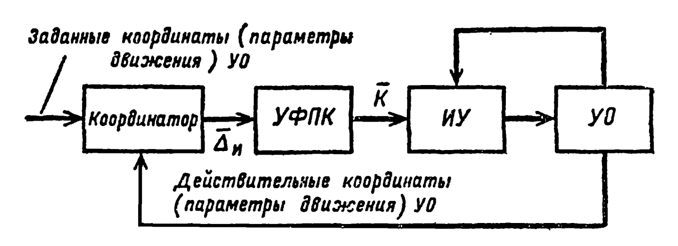


Рис. 27-1. Обобщенная функциональная схема системы радиоуправления движением.

УФПК — устройство формирования и передачи команд управления; *ИУ* — исполнительное устройство; *УО* — управляемый объект; $\bar{\Delta}_и$ — измеренное значение параметра рассогласования; $\bar{K}$ — команда управления.

При автоматическом определении параметра рассогласования на самом управляемом объекте выход координатора соединяется непосредственно с ИУ.

В тех случаях, когда при помощи самого УО оценить его положение относительно окружающего пространства нельзя (присутствие человека на УО также часто невозможно), на УО приходится устанавливать такие приборы, как телевизионные камеры, панорамные радиолокаторы и т. п., а для управления УО с него необходимо предварительно транслировать имеющуюся телевизионную или радиолокационную информацию на ПУ и перерабатывать ее при участии оператора с тем, чтобы сформировать сигнал $\bar{\Delta}_и$ и передать с ПУ на УО необходимые команды управления.

Наиболее сложными являются системы радиоуправления движением летательных аппаратов, когда должно корректироваться положение центра масс и стабилизироваться угловое положение УО. Стабилизация УО также основывается на принципе обратной связи, а применяемые при этом сигналы принято называть дополнительными сигналами управления.

В таких системах коррекция положения центра масс УО осуществляется по сигналам радиотехнических средств, а для стаби-

лизации применяются гироскопические приборы, размещаемые в ИУ и вырабатывающие напряжения (токи), которые характеризуют угловые колебания УО относительно заранее заданных направлений в пространстве. Под действием этих напряжений (токов) производится перемещение органов управления УО и его возвращение в исходное состояние.

Существующие системы радиоуправления подразделяются на неавтономные и автономные. Помимо того, в отдельную группу выделяются комбинированные системы. Для формирования измеренного значения параметра рассогласования $\bar{\Delta}_и$ в неавтономных системах необходимы сигналы, которые в общем случае должны поступать в координатор с ПУ, УО и цели; причем здесь и всюду в последующем под целью понимается все то, с чем должен встретиться управляемый объект. Функционирование же автономных систем в процессе движения УО осуществляется без сигналов ПУ и цели. Комбинированная система управления представляет собой совокупность автономных и неавтономных, только неавтономных или только автономных систем управления с различными принципами действия.

Системы радиоуправления могут быть как автоматическими, так и полуавтоматическими. Основная особенность полуавтоматических систем заключается в том, что определение величины и знака у измеренного значения параметра рассогласования $\bar{\Delta}_н$, а также задание команд управления в конечном итоге осуществляется оператором. Эти же задачи в автоматических системах, получивших наиболее широкое распространение, решаются без участия человека. В теории и технике радиоуправления, представляющего собой отрасль технической кибернетики, можно выделить три большие группы вопросов. Первая группа охватывает исследования и разработку принципов построения систем радиоуправления в целом и их составных частей, рассматриваемых как динамические звенья, тесно взаимодействующие друг с другом в процессе работы.

Вторую группу вопросов составляет анализ устойчивости и точности как проектируемых, так и уже разработанных систем радиоуправления с учетом того, что на них действуют не только полезные управляющие, но и мешающие сигналы; при этом следует иметь в виду, что помехи могут оказывать влияние на измерители, командные радиолинии управления, исполнительные устройства и сами управляемые объекты.

Наконец, важнейшее значение имеет синтез оптимальных систем радиоуправления, т. е. определение их структуры и параметров так, чтобы качество процесса управления было наилучшим. При синтезе предполагается, что критерий качества системы, а также статистические свойства управляющих сигналов и помех заданы.

К настоящему времени теория оптимальных систем находится в стадии становления, а две первые группы проблем нашли достаточно полное разрешение.

Неавтономные системы радиоуправления

К неавтономным относятся радиотехнические системы самонаведения, системы управления по радиозоне и системы командного радиоуправления.

Системы самонаведения могут применяться для управления полетом космических кораблей в районе встречи их с летательными лабораториями и планетами, авиационных моделей, самолетов, ракет и т. д.

Система самонаведения характеризуется тем, что параметр рассогласования автоматически формируется на УО по сигналам, которые поступают от цели.

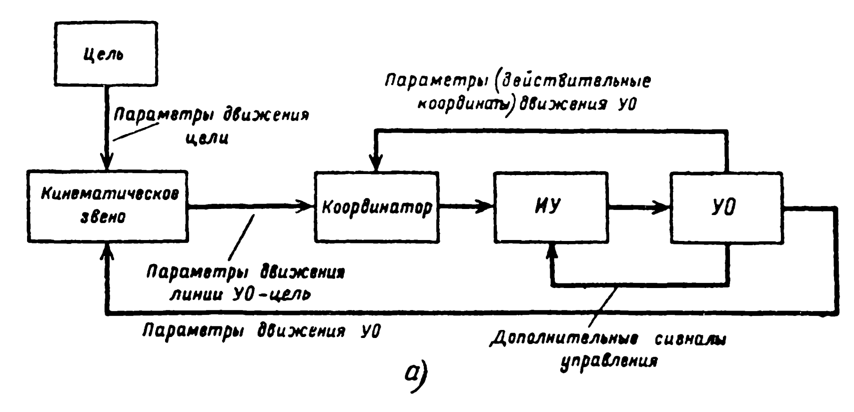
Координатор системы самонаведения имеет чувствительный элемент, воспринимающий излучения цели, которые отличают ее от окружающей среды. Цель может быть источником первичных или вторичных (отраженных) сигналов. В радиотехнических системах самонаведения используется энергия электромагнитных волн.

Если принять во внимание только те средства, которые служат для изменения траектории движения управляемого объекта, то общая функциональная схема системы самонаведения будет иметь вид, приведенный на рис. 27-2, *а*.

Входным (заданным) воздействием для координатора являются параметры движения линии управляемый объект—цель, называемой линией визирования. Движения (абсолютные) цели и управляемого объекта, рассматриваемых как геометрические точки, приводят к перемещению линии визирования. Отсюда следует, что мгновенное положение линии визирования зависит от относительного движения центров масс цели и УО, которое, как известно, определяется кинематическими уравнениями.

То обстоятельство, что заданные координаты (параметры движения) УО зависят от взаимного положения цели и УО, отражено на рис. 27-2, *а* так называемым кинематическим звеном. Для иллюстрации этого на рис. 27-2, *б* изображены центры масс $Ц$ и $O_о$ цели и управляемого объекта в вертикальной плоскости $O_з x_з y_з$ земной системы координат. Если в точке $O_о$ разместить начало прямоугольной системы координат $O_о x_{з.о} y_{з.о}$, оси $O_з x_{з.о}$ и $O_о y_{з.о}$ которой параллельны осям $O_з x_з$ и $O_з y_з$ соответственно, то положение линии визирования $O_о Ц$ для каждого момента времени можно характеризовать углом ε. Перемещения точек $O_о$ и $Ц$ приводят к движению линии $O_о Ц$ и соответствующим изменениям угла ε и его производных по времени.

Угловое положение линии управляемый объект — цель сопоставляется в координаторе с действительными координатами (пара-



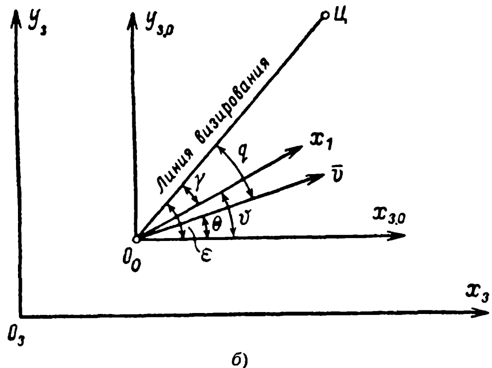


Рис. 27-2. Функциональная схема системы самонаведения (*а*) и параметры, характеризующие взаимное положение управляемого объекта и цели (*б*).

ИУ — исполнительное устройство; *УО* — управляемый объект; *Ц* — центр масс цели; O_0 — центр массы *УО*.

метрами движения) УО. Действительные координаты (параметры движения) УО могут характеризоваться положением продольной оси x_1 или вектора скорости движения УО **v** (рис. 27-2, *б*). Направления оси x_1 и вектора **v** по отношению к оси $O_0x_{з.о}$ характеризуется углами ϑ и Θ.

Выходными сигналами координатора являются напряжения (токи), характеризующие несоответствие между реальным направлением продольной оси УО или вектора **v** и тем направлением, которое должно быть и которое однозначно связано с законом движения линии визирования. Как уже отмечалось, эти сигналы представляют собой измеренные значения параметров рассогласования.

Вопрос о том, какими должны быть взаимные положения линии визирования и продольной оси УО или линии визирования и вектора скорости УО в процессе радиоуправления, решается отдельно для каждой конкретной ситуации и зависит от того, что принимается в качестве параметра рассогласования. В частных случаях возможна такая организация самонаведения УО, при которой продольная ось УО или вектор его скорости движения должны совпадать по направлению с линией визирования. В подобных системах самонаведения координатор для вертикальной плоскости управления $O_зx_зy_з$ (рис. 27-2, *б*) формирует сигналы, отображающие углы γ и q соответственно. Возможные и целесообразные виды параметров рассогласования, а следовательно, и требуемые выходные сигналы координаторов детально обсуждаются в следующем параграфе.

Команды управления, обусловливаемые наличием несоответствия между заданным и действительным характером движения УО и определяемые выходными сигналами координатора, формируются в системах самонаведения исполнительным устройством (автопилотом). Там же, помимо того, измеряются и соответствующим образом преобразовываются дополнительные сигналы управления, необходимые для стабилизации углового положения осей управляемого объекта и улучшения динамических свойств системы самонаведения в целом.

В зависимости от того, где размещается первичный источник электромагнитной энергии, различают системы активного, полуактивного и пассивного самонаведения.

Системы активного самонаведения характеризуются тем, что источник энергии, облучающий цель, и приемник сигналов, отражаемых от цели, находятся на УО.

Системы полуактивного самонаведения отличаются тем, что источник электромагнитной энергии для облучения цели располагается вне УО.

Система пассивного самонаведения получается, если для управления используются радиосигналы, вырабатываемые непосредственно целью.

При управлении по радиозоне необходимая траектория движения УО задается с пункта управления. Для этого в состав координатора могут включаться как радиолокационные, так и радионавигационные средства. Когда составной частью координатора является радиолокационная станция (РЛС) с коническим сканированием диаграммы направленности антенны, под радиозоной понимают прямую, которая характеризует равносильное направление. Подобный же вид радиозоны может создаваться

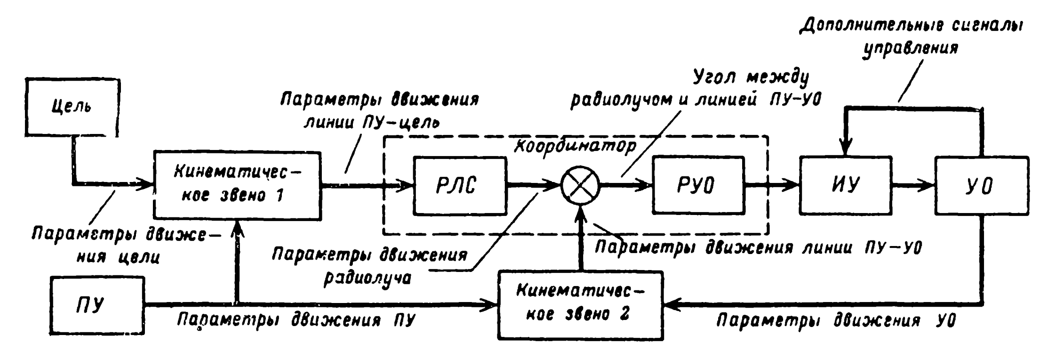


Рис. 27-3. Функциональная схема системы радиоуправления по радиолучу.

ПУ — пункт управления; *РЛС* — радиолокационная станция; *ИУ* — исполнительное устройство (автопилот); *РУО* — радиоаппаратура на управляемом объекте (*УО*).

радиолокационными станциями с иными принципами автоматического определения угловых координат целей.

В технике радиоуправления системы, с помощью которых производится полет летательного аппарата вдоль равносигнального направления радиолокационной станции с коническим сканированием диаграммы направленности антенны, называются **системами управления по радиолучу**. Сущность управления по радиолучу сводится к следующему. С помощью РЛС создается равносигнальное направление (РСН). Управляемый объект УО, на котором устанавливается радиоприемник с антенной, направленной в сторону облучающей РЛС, выводится на РСН.

Если объект, будучи удаленным от РЛС на некоторое расстояние, находится на РСН, то на вход приемного устройства УО поступают сигналы с неизменной во времени амплитудой. Отклонение УО от равносигнального направления приводит к появлению амплитудной модуляции принимаемых сигналов. Как и в радиолокационных угломерных устройствах с коническим сканированием (см. § 22-3), глубина модуляции при этом оказывается пропорциональной величине отклонения (при малых значениях рассогласования) УО от РСН, а фаза огибающей определяет направление отклонения УО.

Для того чтобы на выходе приемной установки можно было получить сигнал, характеризующий параметр рассогласования, огибающую модулированных импульсов необходимо сравнивать с опорным напряжением, отображающим закон вращения диаграммы направленности антенны РЛС. Опорное напряжение на УО получается благодаря тому, что импульсы, излучаемые РЛС, модулируются по частоте следования или специальным образом кодируются.

Типовая функциональная схема системы управления по радиолучу для случая, когда РСН должно проходить через цель, представлена на рис. 27-3. Координатор рассматриваемой системы состоит из блока РЛС и размещаемой на УО радиоаппаратуры (блок РУО).

Входным (заданным) воздействием для РЛС являются параметры движения линии пункт управления—цель, которая проходит через цель и пункт управления ПУ. Пространственное положение этой линии, на которой должен находиться центр масс УО, зависит от относительного движения цели и ПУ. Эта зависимость (как и при рассмотрении систем самонаведения) отображена кинематическим звеном *1*.

Движение линии пункт управления—цель воспринимается радиолокационной станцией и преобразуется в параметры движения радиолуча (равносигнального направления).

В действительности центр масс УО находится на линии пункт управления—управляемый объект, которая в общем случае не совпадает по направлению с РСН радиолокационной станции.

Положение линии пункт управления—управляемый объект зависит от взаимного перемещения ПУ и УО, что отображается кинематическим звеном *2*. На это звено воздействуют абсолютные движения ПУ и УО.

Угол между равносигнальным направлением (радиолучом) и линией пункт управления—управляемый объект является входным воздействием для радиоаппаратуры, расположенной на управляемом объекте (РУО). В блоке РУО вырабатываются напряжения (токи), пропорциональные линейным отклонениям УО от равносигнального направления в двух взаимно перпендикулярных плоскостях управления.

Из этих напряжений (токов) в исполнительном устройстве *ИУ* (автопилоте) формируются команды управления и управляющие сигналы, под действием которых производится отклонение органов управления так, чтобы УО удерживался на равносигнальном направлении.

Приборы, расположенные на УО, образуют самостоятельную следующую систему, которая сопоставляет движение РСН и УО.

Если с помощью системы управления

по радиолучу УО должен наводиться в упрежденную точку встречи, то помимо РЛС сопровождения цели необходима радиолокационная станция управления.

Радиозоны, создаваемые радионавигационными устройствами, подразделяются на линии, плоскости и поверхности положения.

Плоскость (радиоплоскость) и поверхность (радиоповерхность) положения определяются геометрическим местом находящихся в одной плоскости или на поверхности точек, в которых по крайней мере один из параметров радиосигналов (амплитуда на выходе радиоприемника, фаза и т. д.) остается неизменным.

Линия положения задается как геометрическое место точек пересечения двух плоскостей или поверхностей положения.

Для создания радиоплоскости могут быть использованы различные радионавигационные системы. Наиболее просто радиоплоскость образуется с помощью радиомаяка, у которого диаграмма направленности передающей антенны периодически переключается относительно выбранного направления и производится соответствующее изменение параметров модуляции у излучаемых сигналов. Простейшим видом радиоповерхности является полусфера, которая может быть образована дальномерной радионавигационной системой. Функциональные схемы систем управления по радиозонам, создаваемым радионавигационными устройствами, могут быть весьма разнообразны. Однако их отличие от схем для систем управления по радиолучу будет состоять преимущественно в структуре и функциях, выполняемых отдельными устройствами координатора.

Системы командного радиоуправления характеризуются тем, что параметр рассогласования формируется на пункте управления. Различают системы командного радиоуправления первого, второго и третьего видов. В системах первого вида сигналы заданного и действительного режимов движения вырабатываются на пункте управления.

В системах второго вида сигналы, характеризующие заданный и действительный режимы движения управляемого объекта, образуются на самом управляемом объекте, откуда они по каналу системы передачи данных направляются на пункт управления для формирования сигнала $\Delta_и$.

Системы третьего вида предназначаются для наведения УО на сам пункт управления (например, при стыковке космических кораблей). Такой способ управления часто называют **управлением на себя**.

Функциональная схема системы командного радиоуправления первого вида, предназначенная для управления движением летательных аппаратов, показана на рис. 27-4, *а*.

Заданные координаты (параметры движения) управляемого объекта определяются движением линии пункт управления— цель, положение которой в каждый момент времени связано с координатами цели и ПУ в заранее выбранной системе координат. То обстоятельство, что в системе управления используются сведения о взаимном расположении цели и ПУ, а не об их абсолютных движениях в отдельности, на рис. 27-4, *а* отображено с помощью кинематического звена *1*.

Измеритель координат цели (ИКЦ) формирует сигналы, которые характеризуют текущие координаты цели относительно ПУ. Если цель неподвижна, то вместо ИКЦ используется программное устройство, формирующее сигналы о заданной траектории движения УО.

В ряде случаев ИКЦ может располагаться на некотором расстоянии от ПУ. В такой ситуации входным воздействием для ИКЦ будет движение линии цель — ИКЦ и выходные сигналы ИКЦ должны транслироваться на пункт управления. Для трансляции могут использоваться не только радиотехнические, но и проводные средства связи (на рис. 27-4, *а* не показаны). В результате обработки выходных сигналов системы трансляции на пункте управления, положение которого относительно ИКЦ известно, вырабатываются напряжения (токи), характеризующие движение линии пункт управления — цель и определяющие заданные координаты (параметры движения) управляемого объекта.

Задача измерителя координат УО заключается в определении координат (параметров движения), соответствующих действительному движению УО. Если этот измеритель располагается вне пункта управления, то его связь со счетно-решающим прибором или индикатором в автоматических и полуавтоматических системах соответственно осуществляется с помощью системы трансляции. При размещении рассматриваемого измерителя на пункте управления необходимость в системе трансляции отпадает. Кинематическое звено *2*, на которое воздействуют абсолютные движения ПУ и УО, характеризует движение линии пункт управления — управляемый объект.

Измеритель координат цели, системы трансляции (при их участии в работе системы радиоуправления) и счетно-решающий прибор образуют координатор автоматической системы командного радиоуправления первого вида. Если система является полуавтоматической, то в состав координатора вместо СРП включается индикатор.

На выходе СРП автоматической системы формируются напряжения (токи) или специальные коды, которые отображают параметры рассогласования для различных плоскостей управления. Эти сигналы преобразуются устройством формирования команд УФК и с помощью командной радиолинии управления (КРУ) передаются на управляемый объект.

Если система радиоуправления является полуавтоматической, то измеренные значения параметров рассогласования вырабаты-

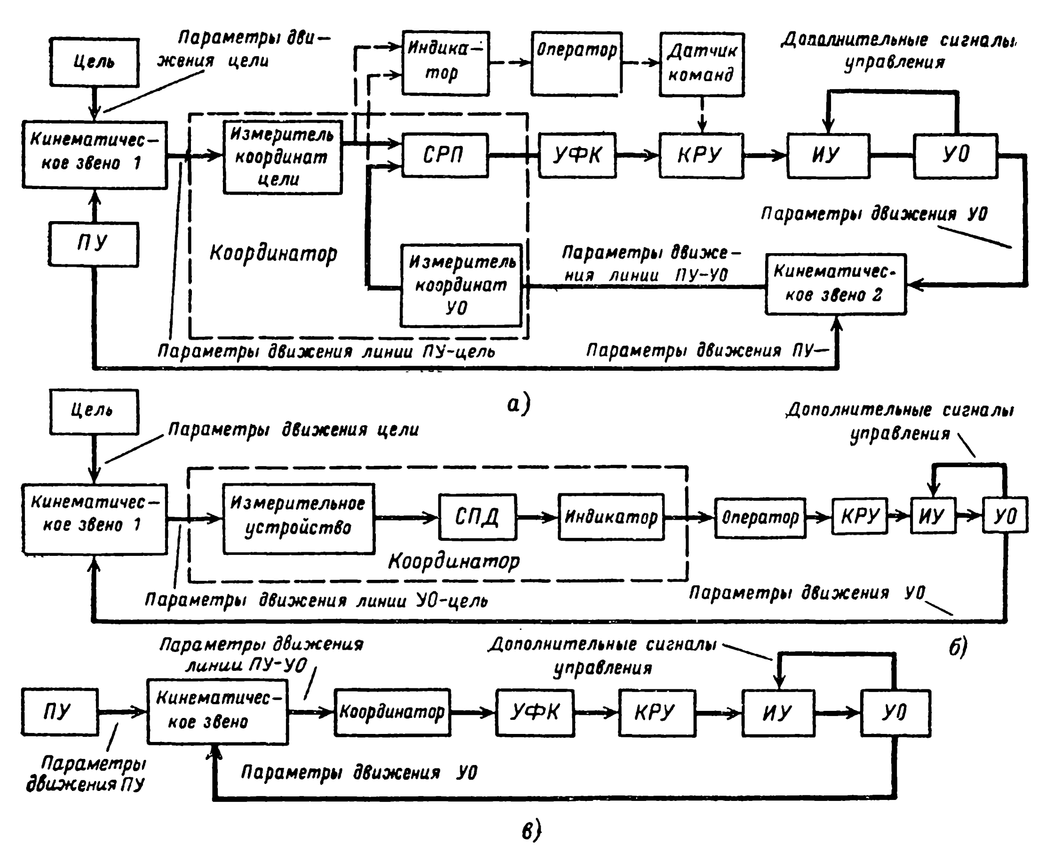


Рис. 27-4. Функциональные схемы систем командного радиоуправления для трех основных случаев. УФК — устройство формирования команд; КРУ — командная радиолиния управления; детальные обозначения те же, что и в предыдущих схемах.

ваются оператором по сигналам индикатора (стрелочного, электроннолучевого и т. д.). При необходимости корректировать движение УО оператор воздействует на датчик команд, связанный с передающей установкой КРУ.

Возможно и такое построение полуавтоматической системы управления, когда оператор определяет и вводит в СРП лишь необходимые координаты цели, которые совместно с получаемыми автоматически сведениями об УО преобразуются с помощью СРП в параметры рассогласования.

Радиосигналы, принимаемые приемной установкой КРУ, которая размещается на УО, преобразуются в напряжения (токи). Под действием этих напряжений происходит работа исполнительного устройства и, следовательно, изменение режима движения УО. Обычно требуется управлять несколькими различными параметрами управляемого объекта. Поэтому соответствующие измерители координат и КРУ, как правило, должны быть многоканальными.

Система командного радиоуправления второго вида в составе функциональной схемы (рис. 27-4, *б*) имеет размещаемое на УО измерительное устройство, формирующее сигналы о заданном и действительном режимах движения УО. Выходные сигналы этого устройства с помощью системы трансляции (системы передачи данных СПД), которая является обязательным элементом рассматриваемой системы, транслируется на индикатор (например, экран телевизионного приемника). Действие команд, формируемых оператором и передаваемых с помощью КРУ на УО, создает необходимый режим движения УО. Кинематическое звено преобразует абсолютные движения цели и УО в движение линии УО — цель.

Сравнивая схемы на рис. 27-4, *б* и 27-2, *а*, можно заметить некоторую общность и различие между системами командного управления второго вида и системами самонаведения. Принципиальное различие между этими системами заключается в необходимости трансляции данных с УО на пункт управления в системах командного радиоуправления. Последнее обычно обусловливается невозможностью измерения параметра рассогласования непосредственно на УО, вследствие отсутствия условий, при которых

обеспечивается автоматическое определение параметров заданной траектории движения УО.

Функциональная схема системы третьего вида, которая может быть и автоматической и полуавтоматической, показана на рис. 27-4, *в*. Кинематическое звено преобразует самостоятельные (абсолютные) перемещения пункта управления и УО в относительное движение этих объектов. Последнее воздействует на координатор, который в автоматических системах содержит измеритель координат УО относительно пункта управления и счетно-решающий прибор, выдающий необходимые сигналы рассогласования.

Под действием выходных сигналов координатора устройство формирования команд вырабатывает команды, которые с помощью командной радиолинии управления передаются на исполнительное устройство управляемого объекта. Если система полуавтоматическая, то измерители координатора связываются с индикаторами, в результате наблюдения за которыми оператор формирует нужные команды управления. Эти команды по каналу КРУ поступают на исполнительное устройство УО. Управляемый объект перемещается так, чтобы параметры рассогласования имели значения, близкие к нулю.

Помимо управления движением УО иногда требуется изменение режимов работы его аппаратуры: включение и выключение телевизионного передатчика, передающего устройства радиотелеметрической системы и т. д. Может также возникнуть необходимость командного радиоуправления состоянием самого управляемого объекта. Для решения этих задач пригодны рассмотренные выше системы командного радиоуправления первого и второго видов, но функциональные схемы их несколько видоизменяются.

Так, в системе командного радиоуправления первого вида (рис. 27-4, *а*) исключаются цель и кинематические звенья, а измеритель координат цели заменяется программным устройством. Это устройство должно вырабатывать сигналы, характеризующие заданные состояния УО или режимы работы его аппаратуры в каждый момент времени. Одновременно осуществляется замена измерителя координат управляемого объекта устройством, контролирующим действительные состояния УО или режимы работы его аппаратуры.

В схеме на рис. 27-4, *б* необходимо изъять цель и кинематическое звено. Все остальные элементы, изображенные на рис. 27-4, *а*, *б*, остаются. Однако при решении каждой конкретной задачи функции оставшихся элементов могут несколько отличаться от тех, которые необходимы при управлении движением.

Одновременно следует отметить, что понятие координатор для таких систем теряет смысл.

Автономные системы управления

Автономные системы управления бывают нерадиотехнические и радиотехнические. Среди радиотехнических автономных систем управления — автономных систем радиоуправления — различают системы, основанные на использовании радиовысотомера и эффекта Допплера, радиоастронавигационные системы и системы управления по земным радиоориентирам.

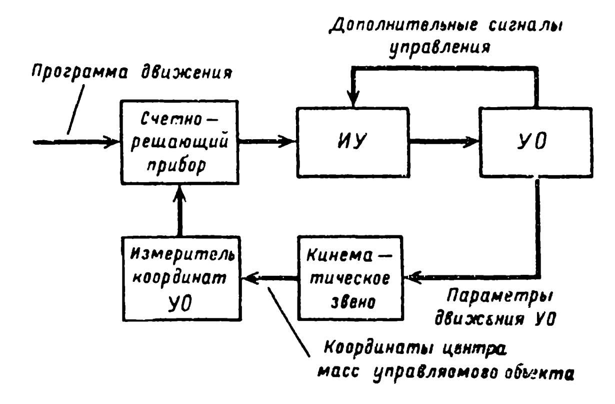


Рис. 27-5. Функциональная схема автономной системы радиоуправления.

Сущность построения автономных систем управления сводится к следующему. На управляемом объекте устанавливается устройство, вырабатывающее программу движения УО в заранее выбранной системе координат. Параметры, характеризующие текущий режим движения УО, определяются измерителем координат УО (но без использования сигналов пункта управления или цели) и с помощью счетно-решающего прибора сравниваются с программными (заданными) значениями этих параметров. На основании сравнения формируются управляющие сигналы, под действием которых текущие значения параметров оказываются соответствующими заданным.

Типовая функциональная схема автономной системы радиоуправления, которая может применяться при наведении на неподвижные цели управляемых летательных объектов, представлена на рис. 27-5. Сведения о заданном режиме движения УО вводятся в счетно-решающий прибор, а кинематическое звено связывает угловые перемещения УО с движением его центра масс.

Анализ функциональных схем, приведенных в данном параграфе, показывает, что системы радиоуправления представляют собой достаточно сложные системы автома-

тического или полуавтоматического регулирования. Эти системы содержат так называемый внешний или большой контур регулирования (контур наведения), входным воздействием для которого является движение цели. Обратная связь во внешних контурах замыкается через кинематические звенья. Помимо того, может быть значительное число внутренних или малых контуров автоматического регулирования, содержащихся в радиотехнических угломерных и дальномерных устройствах, измерителях скорости движения УО относительно пункта управления и цели, исполнительных устройствах и т. д.

Радиотехнические устройства систем управления входят в состав контура наведения как отдельные открытые динамические звенья (радиозвенья). Открытыми они называются потому, что на вход радиоприемников могут поступать не только полезные радиосигналы, но и радиопомехи.

С одной стороны, наличие открытых звеньев является одним из существенных недостатков систем радиоуправления (возможно воздействие специально организованных радиопомех), а с другой стороны, в большинстве случаев только радиотехнические средства позволяют получить высокие точности управления.

Технические характеристики системы радиоуправления в целом и ее радиозвеньев тесно связаны между собой. Поэтому при проектировании радиотехнических устройств для системы управления всегда необходимо учитывать их место и значение в замкнутых системах регулирования.

27-2. ПАРАМЕТРЫ РАССОГЛАСОВАНИЯ И КИНЕМАТИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ ПРИ УПРАВЛЕНИИ ДВИЖЕНИЕМ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Общие сведения

Для каждой плоскости управления параметр рассогласования Δ с помощью уравнения, называемого уравнением рассогласования, однозначно связан в общем случае с координатами пункта управления (ПУ), цели (Ц) и управляемого объекта (УО). Так как через две точки, характеризующие исходный и конечный пункты маршрута УО, можно провести бесконечное количество линий, то число уравнений рассогласования, определяющих отклонение УО от необходимой траектории движения, также будет бесконечным. На практике однако используется небольшое количество уравнений рассогласования. Это связано главным образом с возможностями построения сравнительно простых устройств, предназначенных для измерения величины и знака Δ, и с наиболее целесообразными траекториями движения УО.

Если бы в течение всего времени управления выполнялось условие $\Delta=0$, которое принято называть уравнением идеальной связи, то осуществлялось бы идеальное наведение. Траекторию, получающуюся при $\Delta=0$, именуют опорной или кинематической траекторией. Фактическая траектория всегда отличается от опорной, что обусловливается различными возмущениями, действующими на УО и радиоаппаратуру, а также наличием инерционностей и приборных ошибок у измерителей, счетно-решающего прибора, управляемого объекта и т. д.

Каждому конкретному уравнению идеальной связи, которая ограничивает движение УО в процессе его управления, соответствует вполне определенный метод наведения УО, характеризующий по существу тип опорной траектории.

Опорные траектории подразделяются на фиксированные и нефиксированные. Фиксированная опорная траектория харктеризуется тем, что ее параметры известны еще до начала движения УО. В соответствии с этим можно считать, что движение по фиксированным опорным траекториям может осуществляться в тех случаях, когда:

а) цель и точка старта летательного УО неподвижны относительно земли;

б) точка старта УО неподвижна, а цель (например, Луна, планета и т. д.) перемещается по известному закону;

в) точка старта УО перемещается по известной траектории, цель подвижна, но на некоторых неответственных участках траектории УО допустимо его движение по заранее рассчитанной программе (например, на участке набора заданной высоты летательным аппаратом при пуске его с корабля и т. п.).

Параметры нефиксированных опорных траекторий заранее не могут быть рассчитаны. Такие траектории получаются в тех случаях, когда:

а) точка старта неподвижна, а цель является маневрирующей;

б) точка старта и цель подвижны и при этом закон движения цели не известен.

Параметры рассогласования и кинематические уравнения при наведении по фиксированным опорным траекториям

Фиксированные траектории существенно отличаются друг от друга для летательных аппаратов с аэродинамическими рулями (самолеты, крылатые ракеты и т. д.) и для баллистических ракет. Рассмотрим сначала параметры рассогласования и кинематические уравнения для УО первого типа.

При наведении этих УО осуществляется совмещение центра масс или направления продольной оси УО с опорной траекторией. Поэтому если опорная траектория фиксирована в обеих плоскостях управления, то параметрами рассогласования могут быть:

линейные отклонения центра масс УО от опорной траектории по высоте и курсу;

линейное отклонение центра масс УО от опорной траектории по курсу и угловое отклонение продольной оси УО от заданного направления движения УО в вертикальной плоскости;

проекции на вертикальную и горизонтальную плоскости угла, характеризующего направление продольной оси УО относительно опорной траектории.

Помимо того, в ряде случаев требуется измерять разность Δ_r между заданным расстоянием и текущим расстоянием, проходимым УО за время движения. Знание параметра Δ_r позволяет переводить УО с одной фиксированной опорной траектории на другую.

При фиксации опорной траектории только в одной плоскости управления используется один из вышеуказанных параметров рассогласования.

Для иллюстрации сказанного определим параметры рассогласования для систем управления крылатыми ракетами класса «земля — земля», наведение которых производится по опорной траектории (рис. 27-6), фиксированной по курсу и высоте [Л. 1].

Точками $O_с$, *Ц* и $O_р$ обозначены положения места старта, цели и ракеты соответственно. С точкой $O_с$ совпадает начало земной системы координат $O_с x_{з.с} y_{з.с} z_{з.с}$, у которой ось $O_с y_{з.с}$ совпадает с местной вертикалью, а ось $O_с z_{з.с}$ направлена на север. Опорная траектория ракеты располагается в плоскости P_0, нормальной к земной поверхности и проходящей через точки $O_с$ и *Ц*. След плоскости P_0 на земной поверхности представляет собой дугу большого круга, называемую о р т о д р о м и е й. Плоскость P_0 расположена под углом $\beta_ц$ к оси $O_с z_{з.с}$.

По высоте опорная траектория может быть разделена на три участка: $O_с A$ — набор высоты, AB — горизонтальный полет, $BЦ$ — снижение (пикирование).

В качестве параметра рассогласования Δ_z при наведении ракеты по курсу целесообразно использовать линейное отклонение ее центра масс, определяемое в системе координат $O_с x_и y_и z_и$. При этом ось $O_с y_и$ совпадает с осью $O_с y_{з.с}$, ось $O_с x_и$ располагается в плоскости P_0 и направлена по касательной к ортодромии в точке $O_с$, а ось $O_с z_и$ проводится так, чтобы образовалась правая прямоугольная система координат. Таким образом,

$$\Delta_z = z. \tag{27-1}$$

На участке $O_с A$ набора высоты проекцию продольной оси ракеты на плоскость $O_с x_и y_и$ удобно совмещать с направлением $O_с A$. В соответствии с этим уравнение рассогласования для вертикальной плоскости наведения на участке $O_с A$ принимает следующий вид:

$$\Delta_\vartheta = \vartheta_0 - \vartheta, \tag{27-2}$$

где Δ_ϑ — угол отклонения продольной оси ракеты в плоскости P_0 от заданного направления;

ϑ_0 — заданный угол наклона продольной оси ракеты в плоскости P_0 к оси $O_с x_и$ (ϑ_0 в общем случае зависит от времени);

ϑ — действительный угол наклона проекции продольной оси ракеты на плоскость P_0

Заметим, что угол ϑ_0 характеризует заданное воздействие для системы управления на участке набора высоты. В то же время на систему управления ракетой по курсу, называемую часто системой боковой коррекции, поступает управляющее воздействие, равное нулю.

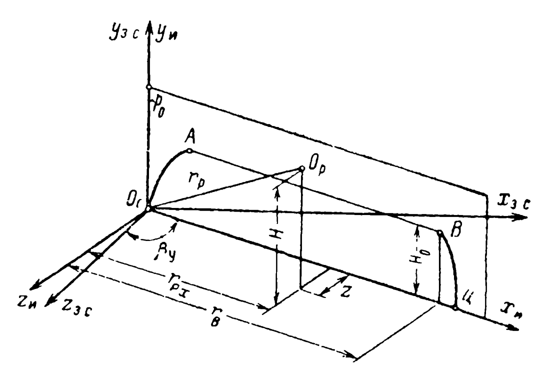


Рис. 27-6. К определению опорной траектории крылатой ракеты.

При полете ракеты на участке *AB* параметром рассогласования Δ_H в вертикальной плоскости является линейное отклонение центра масс ракеты от опорной траектории и уравнение рассогласования записывается в форме

$$\Delta_H = H_0 - H, \tag{27-3}$$

где H_0 и H — заданная и действительная высоты полета ракеты.

После того как ракета переходит в режим снижения (участок *BЦ*), опять необходимо совмещать проекцию продольной оси ракеты на плоскость P_0 с опорной траекторией. Поэтому остается в силе уравнение рассогласования (27-2). Для того чтобы перевести ракету на снижение в точке *B* необходимо контролировать текущее расстояние между точками $O_с$ и $O_р$. В качестве этого расстояния может быть использована текущая наклонная дальность $r_р$ до УО при ее проекции $r_{рx}$ на плоскость $O_с x_и z_и$. Тогда, сравнивая $r_р$ с заданной наклонной дальностью $r_{зН}$ между точками $O_с$ и *B* или величину $r_{рx}$ и r_0, можно сформировать необходимую команду управления при $r_р = r_{зН}$ или $r_{рx} = r_0$. Отсюда следует, что параметр рассогласования Δ_r, характеризующий отклонение $r_р$ от $r_{зН}$ или $r_{рx}$ от r_0, равен:

$$\left.\begin{aligned} \Delta_r &= r_{зН} - r_р; \\ \Delta_r &= r_0 - r_{рx}. \end{aligned}\right\} \tag{27-4}$$

Однако в отличие от управления по курсу и высоте, когда корректирующие сигналы

вырабатываются при Δ_z, $\Delta\vartheta$ и Δ_H, не равных нулю, команда на снижение ракеты формируется при $\Delta_r = 0$. Из выражений (27-1)—(27-4) видно, что наведение ракеты по траектории, показанной на рис. (27-6), будет возможно, если, помимо устройств, задающих программные параметры движения, в состав системы управления входят измерители боковых отклонений, высоты, угловых положений продольной оси ракеты в плоскости P_0 и текущего наклонного

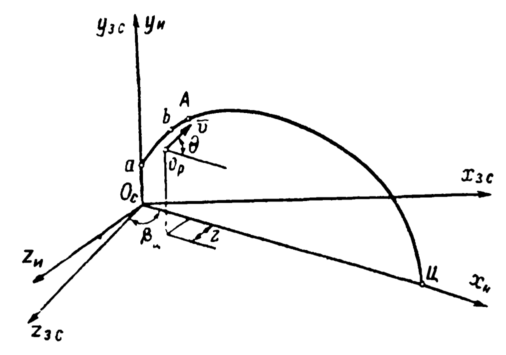


Рис. 27-7. К определению опорной траектории баллистической ракеты.

расстояния от точки старта до ракеты. По результатам измерений вычисляются Δ_z, Δ_ϑ, ΔH, Δ_r и производятся необходимые воздействия на органы управления УО.

Опорная траектория баллистической ракеты также располагается в вертикальной плоскости (относительно Земли) и состоит из двух участков: активного, представляющего собой небольшой отрезок всей траектории, который ракета проходит с включенным двигателем, и пассивного, где полет осуществляется с выключенным двигателем. Всю или большую часть пассивного участка ракета движется по расчетной баллистической траектории (траектории свободно брошенного тела). Для ракет ближнего действия баллистическая траектория близка к параболе (рис. 27-7). При этом оси $O_cx_{з.с}$, $O_cy_{з.с}$ и $O_cz_{з.с}$ на рис. 27-7 образуют земную систему координат, которая была показана на рис. 27-6, а оси $O_cx_и$, $O_cy_и$ и $O_cz_и$ — измерительную систему координат, ось абсцисс которой проходит через точки старта O_c и цели *Ц*. Ракеты большой дальности действия, в том числе и межконтинентальные, летят по траектории, близкой к эллиптической кривой. Такая траектория представляет собой часть эллипса, один из фокусов которого расположен в центре Земли.

Активный участок O_cA (рис. 27-7) траектории, в свою очередь, подразделяется на три части: стартовый участок O_ca, участок управления ab и участок выключения двигателя bA.

На стартовом участке ракета движется вертикально вверх, вследствие чего сокращается время ее прохождения через плотные слои атмосферы и уменьшается расход топлива на преодоление силы сопротивления воздуха. После того, как ракета достигает точки a, по командам системы управления продольная ось ракеты начинает поворачиваться в сторону цели и траектория искривляется. Когда величина и наклон вектора скорости ракеты достигают расчетных значений (в точке A), двигатель выключается и ракета переходит на пассивный участок *АЦ*.

Из изложенного следует, что в процессе наведения баллистической ракеты необходимо:

добиться совмещения центра масс ракеты с плоскостью $O_cx_иy_и$ на активном участке полета;

выключить двигатель при достижении вектором скорости ракеты заданных величины и направления.

В соответствии с этими требованиями и определяются параметры рассогласования, которые в последующем рассматриваются применительно к ракетам ближнего действия.

Дальность полета $r_б$ баллистической ракеты ближнего действия при предположении, что отсутствует сопротивление воздуха, а Земля является плоской, может быть вычислена по известной из курса физики формуле, определяющей дальность полета брошенного тела:

$$r_б = \frac{v_н^2 \sin 2\Theta_н}{g}. \qquad (27\text{-}5)$$

Здесь $v_н$ и $\Theta_н$ — величина скорости и угол наклона ее вектора относительно горизонтальной плоскости в момент выключения двигателя ракеты.

Из выражения (27-5) следует, что изменение $r_б$ достигается варьированием величины $v_н$ и угла наклона $\Theta_н$ скорости движения УО и что при заданном значении $r_б$ должны быть достигнуты заранее заданные значения $v_н$ и $\Theta_н$. Ошибка $\Delta r_б$ наведения ракеты по дальности, определяемая как выраженный в приращениях полный дифференциал равенства (27-5), составляет:

$$\Delta r_б = 2r_б\left(\frac{\Delta v_н}{v_н} + \frac{\Delta\Theta_н}{\operatorname{tg} 2\Theta_н}\right), \qquad (27\text{-}6)$$

где $\Delta v_н$ и $\Delta\Theta_н$ — ошибки в установке значений $v_н$ и $\Theta_н$. Но, как это следует из формулы (27-5), максимальная дальность действия ракеты ближнего действия получается при $\Theta_н = 45°$. Заметим, что траекторию ракеты при $\Theta_н = 45°$ иногда называют оптимальной, поскольку, двигаясь по ней, ракета перекрывает заданную дальность при минимально возможном расходе топлива.

При углах $\Theta_н$, равных или близких к 45°, роль второго слагаемого в выражении (27-6) пренебрежимо мала. Поэтому для управления дальностью полета баллистической ракеты можно использовать две функционально независимые системы. Одна из них должна вносить программное измене-

ние угла наклона Θ вектора $\mathbf{v}$ по отношению к горизонтальной плоскости, а другая регулирует текущее значение скорости v.

Программа изменения угла Θ, установка которого допустима со сравнительно большой ошибкой, составляется в соответствии с приблизительно известной закономерностью изменения величины скорости ракеты во времени. Вследствие этого к моменту выключения двигателя угол Θ достигает значения, близкого $\Theta_н$. Поскольку угол атаки, т. е. угол между проекциями продольной оси ракеты и ее вектора скорости на вертикальную плоскость, у баллистических ракет не превышает нескольких градусов, то угол наклона вектора скорости ракеты можно считать приблизительно равным углу наклона ее продольной оси к горизонту, т. е. углу тангажа. Тогда система измерения углового положения ракеты должна быть выполнена следующим образом. Спустя несколько секунд после старта, когда ракета выйдет на управляемый участок, включается программный механизм, вырабатывающий программное изменение угла тангажа $\vartheta_{пр}$. С величиной $\vartheta_{пр}$ сравнивается фактическое значение угла тангажа ϑ, измеряемого на ракете с помощью, например, гироскопического датчика. Тогда параметр рассогласования Δ_ϑ в системе, предназначенной для управления углом ϑ, будет равен:

$$\Delta_\vartheta = \vartheta_{пр} - \vartheta. \qquad (27\text{-}7)$$

Как только параметр Δ_ϑ станет отличаться от нуля, должен формироваться управляющий сигнал, под действием которого будут перемещаться рули ракеты так, чтобы Δ_ϑ стремился к нулю.

Для системы, управляющей выключением двигателя ракеты, уравнение рассогласования имеет вид:

$$\Delta_v = v_н - v. \qquad (27\text{-}8)$$

Величина v определяется системой измерения скорости, а $v_н$ задается перед стартом ракеты. При достижении равенства $\Delta_v = 0$ формируется команда на выключение двигателя.

Боковая коррекция баллистической ракеты осуществляется в соответствии с уравнением рассогласования (27-1).

Рассматривая подобным же образом дальнодействующие баллистические ракеты, можно прийти к выводу, что параметры рассогласования для их систем управления качественно будут такими же. Однако законы изменения задаваемых воздействий будут отличаться, поскольку приходится учитывать кривизну Земли, ее вращение и т. д.

При проектировании координаторов желательно иметь данные о характере изменения параметров рассогласования (хотя бы для наиболее типовых случаев применения ракеты). Эти данные могут быть получены в результате анализа кинематических уравнений. Существенным для параметров рассогласования, используемых в системах, которые предназначены для наведения ракет по фиксированным траекториям, является то, что величины и знаки Δ_ϑ, Δ_z, Δ_H и Δ_v зависят от параметров, связанных с траекторией УО, и от параметров, изменяющихся по программе. В частных случаях программные параметры — постоянные величины, в том числе равные нулю.

При анализе параметров рассогласования УО можно рассматривать как точку, движущуюся в пространстве. Кинематические уравнения для ракеты, перемещающейся по нормалям к опорной траектории в вертикальной и горизонтальной плоскостях, имеют следующий вид:

$$\frac{dH}{dt} = v \sin \Theta_v; \qquad (27\text{-}9)$$

$$\frac{dz}{dt} = v \cos \Theta_v \sin \Theta_г, \qquad (27\text{-}10)$$

где Θ_v — угол между направлением вектора скорости ракеты и его проекцией на горизонтальную плоскость (угол наклона траектории); $\Theta_г$ — угол между проекцией вектора скорости ракеты на горизонтальную плоскость и осью абсцисс измерительной системы координат.

Если угол наклона траектории мал, то

$$\frac{dH}{dt} \approx v\Theta_v. \qquad (27\text{-}11)$$

На основании кинематического уравнения (27-11) и уравнения рассогласования (27-3) получается изображенная на рис. 27-8, *а*

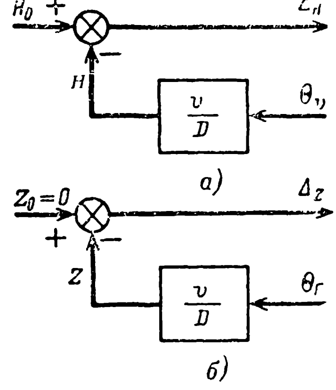


Рис. 27-8. Структурные схемы образования параметров рассогласования при управлении крылатыми ракетами.

а — для вертикальной плоскости; *б* — для горизонтальной плоскости.

структурная схема, отображающая процесс формирования Δ_H для системы управления крылатой ракетой на участке AB ее полета (рис. 27-6). Заметим, что здесь и далее буквой D обозначается символ дифференцирования d/dt, о применении которого в выражениях для передаточных функций детально изложено в разд. 21, 22.

Учитывая, что фактическая траектория близка к опорной, при малых Θ_v будем иметь:

$$\frac{dz}{dt} \approx v\Theta_г. \qquad (27\text{-}12)$$

Структурная схема (рис. 27-8, *б*), соответствующая уравнениям (27-12) и (27-1), свидетельствует о том, что характер изменения величин Δ_H и Δ_z будет найден, если при заданных законах изменения H_0 и z_0 станут известны зависимости v, Θ_v и $\Theta_г$ от времени. Однако здесь возникает одно кажущееся затруднение, которое состоит в следующем. Определить закон изменения v, Θ_v и $\Theta_г$ нельзя, не исследуя в целом систему управления как замкнутую систему регулирования. Отсюда как будто вытекает невозможность сформулировать требования к динамическому диапазону координатора до тех пор, пока система управления не спроектирована полностью. Выход из этого затруднения состоит в том, что обычно бывают известны некоторые предельные значения параметров, характеризующих действительную траекторию полета ракеты. В качестве таких параметров могут быть приняты максимальные значения располагаемых нормальных ускорений в вертикальной и горизонтальной плоскостях или максимальные коэффициенты поперечных перегрузок, определяемые отношениями максимальных нормальных ускорений к ускорению силы тяжести УО.

Так, имея в виду, что коэффициент поперечной перегрузки n_y ракеты в вертикальной плоскости равняется [Л. 1]:

$$n_y = \frac{v}{g}\,\frac{d\Theta_v}{dt}, \qquad (27\text{-}13)$$

где $v\dfrac{d\Theta_v}{dt}$ — нормальное ускорение ракеты в вертикальной плоскости, на основании уравнения (27-11) получаем:

$$\frac{d^2 H}{dt^2} \approx g n_y. \qquad (27\text{-}14)$$

Подобным же образом найдем, что

$$\frac{d^2 z}{dt^2} \approx g n_z, \qquad (27\text{-}15)$$

где $n_z = \dfrac{v}{g}\,\dfrac{d\Theta_г}{dt}$ — коэффициент поперечной перегрузки в горизонтальной плоскости.

Подставляя в выражения (27-14) и (27-15) максимальные значения n_y и n_z, нетрудно получить предельные величины параметров рассогласования Δ_H и Δ_z.

Характер изменения угла ϑ, входящего в выражения (27-2) и (27-7), можно найти следующим образом. Известно, что $\vartheta = \Theta_v + \alpha$, где α — угол атаки. Но из выражения (27-13) следует, что

$$\frac{d\Theta_v}{dt} = \frac{g n_y}{v}.$$

Поэтому

$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{g n_y}{v} + \frac{d\alpha}{dt}.$$

Задаваясь максимальными значениями n_y, v и $d\alpha/dt$, легко найдем предельные характеристики $d\vartheta/dt$, а следовательно, и Δ_ϑ. Подобным же образом можно получить предельные закономерности для параметра рассогласования Δ_v.

В заключение отметим, что наведение по фиксированным траекториям может осуществляться с помощью систем командного и автономного управления, а также систем управления по радиозоне.

Параметры рассогласования и кинематические уравнения при наведении по нефиксированным опорным траекториям

Методы наведения УО по нефиксированным опорным траекториям подразделяются на двухточечные методы, характеризующиеся тем, что в образовании параметров рассогласования участвуют только две точки — УО и цель, и на трехточечные методы, основанные на том, что параметры рассогласования зависят от движения трех точек — УО, цели и пункта управления.

Двухточечные методы наведения пригодны для систем самонаведения и командного управления второго и третьего видов, а трехточечные — для систем командного управления первого вида и систем управления по радиозоне.

Среди двухточечных методов известными являются флюгерный метод наведения, метод наведения по кривой погони, метод параллельного сближения, метод пропорционального наведения (пропорциональной навигации) и прямой метод наведения. Из второй группы методов наведения можно назвать метод совмещения (метод накрытия) и метод параллельного сближения.

Флюгерный метод наведения и метод наведения по кривой погони характерны тем, что в течение всего времени с линией визирования, соединяющей УО и цель, должны совмещаться вектор воздушной скорости **v** (при флюгерном наведении) или вектор истинной скорости (при наведении по кривой погони). Оба метода совпадают, когда УО движется в невозмущенной среде (при отсутствии ветра).

Флюгерный метод и метод погони дают приемлемые результаты лишь при наведении УО на малоподвижные и неподвижные цели.

Основные геометрические соотношения, иллюстрирующие наведение УО в вертикальной плоскости по флюгерному методу, приведены на рис. 27-9. Вектор **v** управляемого объекта, обозначенного точкой O_0,

расположен под углом Θ к горизонтальной оси $O_0x_{з.о}$ невращающейся системы координат $O_0x_{з.о}y_{з.о}$, начало которой совпадает с центром масс УО и составляет угол q с вектором дальности **r**. При этом q принято называть углом упражнения. Цель *Ц* движется со скоростью $\mathbf{v}_ц$. Положение вектора $\mathbf{v}_ц$ относительно оси $Цx_{з.ц}$ невращающейся системы координат $Цx_{з.ц}y_{з.ц}$ с началом в точке *Ц* определяется углом $\Theta_ц$,

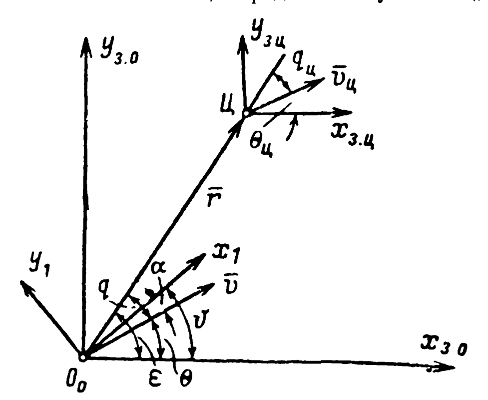


Рис. 27-9. Геометрические соотношения при двухточечных методах наведения.

а относительно вектора **r** — углом $q_ц$. Заметим, что ось $O_0y_{з.о}$ совпадает с местной вертикалью и параллельна оси $Цy_{з.ц}$.

Система координат $O_0x_1y_1$ связана с УО, причем O_0x_1 характеризует продольную ось УО, а ось O_0y_1 нормаль к оси O_0x_1. Символами α, ϑ и ε на рис. 27-9 обозначены углы атаки, тангажа и наклона вектора **r** к оси $O_0x_{з.о}$, а угол $\gamma=\varepsilon-\vartheta$.

Заданные и действительные параметры движения УО характеризуются углами ε и Θ соответственно. По определению параметр рассогласования $\Delta_ф$ при флюгерном методе наведения равен:

$$\Delta_ф = q. \qquad (27\text{-}16)$$

Так как $q=\varepsilon-\Theta=\gamma+\alpha$, то можно записать:

$$\Delta_ф = \varepsilon - \Theta; \qquad (27\text{-}17)$$

$$\Delta_ф = \gamma + \alpha. \qquad (27\text{-}18)$$

Подобным же образом определяются уравнения рассогласования и для другой плоскости управления.

В соответствии с разными формами записи уравнения рассогласования для флюгерного метода наведения возможны различные варианты технической реализации координаторов. Так, из уравнения (27-16) следует, что для определения $\Delta_ф$ необходимо устройство, непосредственно измеряющее угол q. В то же время уравнения (27-17) и (27-18) показывают, что в состав координатора должны включаться измерители углов ε и Θ или γ и α.

Существенным для флюгерного метода, при котором наведение УО должно осуществляться без упреждения (угол q должен быть равен нулю), является связь угла $\Delta_ф=q$ (который в реальных условиях отличается от нуля) с параметрами движения УО и цели. Этот вывод, справедливый для всех двухточечных методов наведения, следует из того, что углы q, ε и γ связаны с взаимной ориентацией УО и цели. Чтобы установить зависимость $\Delta_ф$ от параметров движения УО и цели находим кинематические уравнения, характеризующие взаимное перемещение центров масс УО и цели, рассматривая лишь вертикальную плоскость.

Напомним, что относительное движение двух точек в кинематике определяется вектором относительной скорости $\mathbf{v}_{отн}$. Проектируя этот вектор, который в анализируемой задаче равен разности $\mathbf{v}_ц$ и $\mathbf{v}$, на вектор **r** и нормаль к нему, получаем:

$$\frac{dr}{dt} = v_ц\cos(\varepsilon-\Theta_ц) - v\cos(\varepsilon-\Theta); \qquad (27\text{-}19)$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{v\sin(\varepsilon-\Theta) - v_ц\sin(\varepsilon-\Theta_ц)}{r}. \qquad (27\text{-}20)$$

Уравнение (27-19) устанавливает скорость сближения УО и цели по направлению вектора **r**, а уравнением (27-20) определяется угловая скорость вращения вектора **r** в поступательно-перемещающейся системе координат $O_0x_{з.о}y_{з.о}$.

Как будет показано дальше, флюгерный метод применим при угле $\varepsilon-\Theta_ц$, близком к 0 или π. Помимо того, при правильно спроектированной системе управления величина угла $q=\varepsilon-\Theta$ всегда будет малой. Поэтому можно считать, что $\cos(\varepsilon-\Theta)\approx 1$, $\cos(\varepsilon-\Theta_ц)\approx 1$, $\sin(\varepsilon-\Theta)\approx\varepsilon-\Theta$ и $\sin(\varepsilon-\Theta_ц)\approx\varepsilon-\Theta_ц$. Тогда уравнения (27-19) и (27-20) приводятся к следующему виду:

$$\frac{dr}{dt} = v_ц - v; \qquad (27\text{-}21)$$

$$r\frac{d\varepsilon}{dt} = v(\varepsilon-\Theta) - v_ц(\varepsilon-\Theta_ц). \qquad (27\text{-}22)$$

В результате несложных преобразований этих уравнений можно получить:

$$\varepsilon = \frac{1}{r}\left(\frac{v_ц}{D}\Theta_ц - \frac{v}{D}\Theta\right). \qquad (27\text{-}23)$$

В соответствии с уравнениями (27-17) и (27-23) получается показанная на рис. 27-10 структурная схема, иллюстрирующая процесс образования параметра рассогласования $\Delta_ф$. Из этой схемы следует, что входным воздействием для системы управления при флюгерном методе наведения является угол наклона $\Theta_ц$ вектора скорости $v_ц$.

Из рис. 27-10 видно также, что кинематические уравнения при флюгерном наведении отображаются тремя динамическими звеньями. Одно из них с передаточной функцией $W_{\Theta ц}(D)=v_ц/D$ преобразует задающее воздействие $\Theta_ц$. Два других с коэффи-

циентом передачи $1/r$ и передаточной функцией v/D входят в контур управления, изменяя его свойства. Особенно сильное влияние оказывает звено, усиление которого изменяется обратно пропорционально r. Резкое изменение величины $1/r$ вблизи цели приводит к тому, что коэффициент передачи внешнего контура начинает интенсивно возрастать и система управления может оказаться неустойчивой. Вследствие этого процесс наведения будет нарушен до того, как УО достигнет цели.

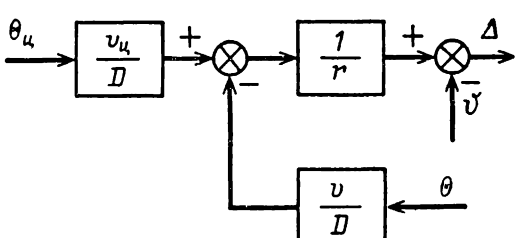


Рис. 27-10. Структурная схема образования параметра рассогласования при флюгерном методе наведения ($\Delta_{п}=\Delta_{ф}$).

О том, при каких условиях целесообразно применять флюгерный метод (без учета технической реализации), принято судить на основе анализа опорных траекторий, который проводится в результате решения кинематических уравнений с замыканием их при помощи уравнения идеальной связи.

Кинематические уравнения (27-19) и (27-20) содержат три неизвестных параметра: r, ε и Θ. Законы измерения $v_ц$, v и $\Theta_ц$ считаются заданными. Добавление к уравнениям (27-19) и (27-20) уравнения (27-17) при $\Delta_ф=0$ позволяет получить:

$$\frac{dr}{dt} = v_ц \cos(\varepsilon - \Theta_ц) - v;$$

$$r\frac{d\varepsilon}{dt} = -v_ц \sin(\varepsilon - \Theta_ц).$$

Эти уравнения сравнительно легко решаются при $v_ц=\mathrm{const}$, $\Theta_ц=\mathrm{const}$ и $v=\mathrm{const}$. В результате решения можно найти [Л. 1], что

$$r = K_{фл}\frac{(\sin q_ц)^{K_q-1}}{(1+\cos q_ц)^{K_q}}, \qquad (27\text{-}24)$$

где

$$K_{фл} = r_0\frac{(1+\cos q_{ц0})^{K_q}}{\sin q_{ц0}^{K_q-1}};$$

$$K_q = \frac{v}{v_ц};$$

r_0 и $q_{ц0}$ — значения r и $q_ц$ в момент начала наведения.

Заметим, что формула (27-24) справедлива для углов $q_{ц0}$, отличных от 0 и 180°.

Анализ выражения (27-24) показывает, что при $r \to 0$ угол $q_ц$ должен стремиться к нулю независимо от величины $q_{ц0}$.

Далее можно найти, что

$$j_n = \left|\frac{vv_ц}{r}\sin q_ц\right|. \qquad (27\text{-}25)$$

При этом можно показать, что при $r=0$ $\lim\limits_{q_ц \to 0} j_n = 0$, если $1<K_q<2$, $\lim\limits_{q_ц \to 0} j_n = \frac{4vv_ц}{K_{фл}}$ при $K_q=2$ и $\lim\limits_{q_ц \to 0} j_n = \infty$ при $K_q>2$. Исследование функции $j_n=f(v, v_ц, r, q_ц)$ при найденных ее предельных значениях позволяет сделать следующие выводы:

при $K_q=2$ величина j_n с ростом r монотонно падает, а при $1<K_q<2$ с уменьшением r сначала увеличивается, а затем стремится к нулю;

если $K_q>2$, то требуемое нормальное ускорение при сближении УО с целью непрерывно возрастает и при $r=0$ становится равным бесконечности;

при любых значениях K_q требуемое нормальное ускорение на некотором расстоянии r может оказаться больше располагаемого, УО сойдет с траектории погони и начнет двигаться по окружности с радиусом, равным минимальному радиусу кривизны, определяемому максимально располагаемым нормальным ускорением (перегрузкой) УО.

Если цель движется неравномерно и непрямолинейно, то опорные траектории с точки зрения потребных нормальных ускорений становятся еще более неблагоприятными. При этом опорные траектории и потребные перегрузки целесообразно находить графически. Методика графического решения совокупности кинематических уравнений и уравнений идеальной связи описана в [Л. 1, 4].

Метод параллельного сближения осуществляется при условии, что в процессе наведения линия визирования (линия УО — цель) все время остается параллельной своему начальному положению. Если указанное требование выполняется, то вектор относительной скорости сближения УО и цели всегда будет направлен на цель. Действительно, из рис. (27-9) видно, что параллельное перемещение вектора **r** будет иметь место при выполнении условия

$$v_ц \sin q_ц = v \sin q. \qquad (27\text{-}26)$$

Но равенство (27-26) свидетельствует о том, что составляющая вектора относительной скорости $\mathbf{v}_{отн}=\mathbf{v}_ц-\mathbf{v}$ на нормаль вектора **r** равна нулю. Поэтому отличной от нуля будет лишь проекция $\mathbf{v}_{отн}$ на сам вектор **r**, вследствие чего условия сближения УО с целью будут благоприятными.

Учитывая отмеченные выше требования к вектору **r**, можно написать следующие два уравнения рассогласования при методе

параллельного сближения в вертикальной плоскости (рис. 27-9):

$$\Delta_{п.с} = \dot{\varepsilon} = \frac{d\varepsilon}{dt}; \qquad (27\text{-}27)$$

$$\Delta_{п.с} = \varepsilon - \varepsilon_н, \qquad (27\text{-}28)$$

где $\Delta_{п.с}$ — параметр рассогласования для метода параллельного сближения; $\dot{\varepsilon}$ — угловая скорость линии визирования (вектора r), $\varepsilon_н$ — угол наклона линии визирования $O_0Ц$ относительно оси $O_0x_{зо}$ в момент начала наведения.

Для другой плоскости управления уравнения рассогласования аналогичны (27-27) и (27-28). Из уравнений (27-27) и (27-28) следует, что координатор должен измерять угловую скорость $\dot{\varepsilon}$ или разность углов $\varepsilon - \varepsilon_н$.

Кинематические уравнения для метода параллельного сближения остаются такими же, как и для флюгерного метода. Если уравнение (27-23) продифференцировать по времени и полученный результат умножить на дальность r, то при $v_ц = \text{const}$ и $v = \text{const}$ найдем:

$$\frac{d(r^2\dot{\varepsilon})}{dt} = r\left(v_ц \frac{d\Theta_ц}{dt} - v\frac{d\Theta}{dt}\right). \qquad (27\text{-}29)$$

На основе этого выражения получают структурную схему (рис. 27-11), с помощью которой иллюстрируется образование параметра рассогласования $\Delta_{п.с} = \dot{\varepsilon}$. Звенья, характеризующие образование сигнала $\frac{rv_ц}{D}\dot{\Theta}_ц$, являются входными по отношению к внешнему контуру наведения, а все остальные звенья являются составной частью системы регулирования и определяют ее свойства.

Чтобы получить необходимые представления об опорной траектории движения и потребных перегрузках при методе параллельного сближения, пользуются результатами кинематического анализа, т. е. результатами решения кинематических уравнений, замыкаемых с помощью уравнения идеальной связи. При этом наиболее просто осуществляется графическое решение [Л. 1, 4].

Используя условие $v_ц \sin q_ц = v \sin q$, легко убедиться, что при равномерном и прямолинейном движении цели ($v_ц = \text{const}$, $q_ц = \text{const}$) управляемый объект будет двигаться по прямолинейной опорной траектории (если $v = \text{const}$). Отсюда следует существенное отличие метода параллельного сближения от флюгерного метода, при котором траектория УО получается криволинейной, если $v_ц = \text{const}$, $v = \text{const}$ и $q_ц = \text{const}$ ($q_ц \neq 0$). Если в процессе наведения цель маневрирует, то, как это можно показать, потребные поперечные перегрузки УО не будут превышать перегрузок цели. Отсюда можно было бы сделать вывод о том, что метод параллельного сближения является весьма целесообразным для наведения УО на быстро перемещающиеся цели.

Однако этот метод принципиально не реализуем. Действительно, рассматривая, например, движение УО в вертикальной плоскости без учета инерционностей системы управления, легко убедиться, что пропорционально $\dot{\varepsilon}$ будет изменяться угол $\delta_р$ отклонения руля высоты и угловая скорость $d\Theta/dt = \dot{\Theta}$ наклона вектора скорости. Линейная связь $\dot{\Theta}$ и $\delta_р$ вытекает, в частности, из того, что при постоянной величине $\delta_р$ у самолета значение Θ возрастает со временем.

Нормальное к траектории движения УО ускорение j_n связано с $\dot{\Theta}$ известным соотношением $j_n = v\dot{\Theta}$. Учитывая зависимость $\dot{\Theta}$ от $\dot{\varepsilon} = d\varepsilon/dt$, находим, что

$$j_n = cv\dot{\varepsilon},$$

где c — коэффициент передачи тех звеньев системы радиоуправления, на входе и выходе которых действуют сигналы $\dot{\varepsilon}$ и $\dot{\Theta}$ соответственно.

Из выражения для j_n получаем:

$$\dot{\varepsilon} = \frac{j_n}{cv}.$$

Отсюда следует, что осуществление метода параллельного сближения, при котором должно выполняться условие $\dot{\varepsilon} = 0$, возможно лишь при $c = \infty$ (так как j_n и v являются конечными величинами). Но создание системы радиоуправления с бесконечно большим коэффициентом передачи нереально. Поэтому точное параллельное сближение УО с целью, при котором получаются наиболее благоприятные траектории движения УО, неосуществимо.

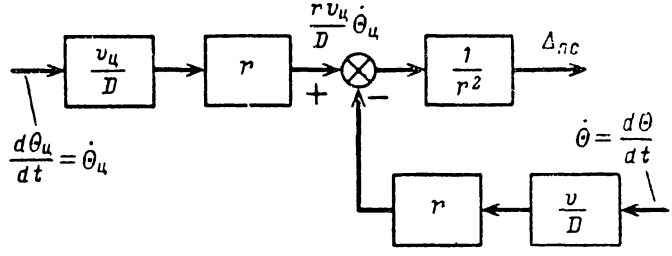


Рис. 27-11. Структурная схема образования параметра рассогласования при наведении по методу параллельного сближения.

Приведенное обсуждение флюгерного метода и метода параллельного сближения показывает, что их можно отнести к предельным двухточечным методам наведения: при флюгерном методе упреждение отсутствует, а при методе параллельного сближения осуществляется идеальное упреждение.

Все другие двухточечные методы наведения, в том числе и метод пропорционального наведения, основанные на задании параметра рассогласования, определяющего угол упреждения вектора скорости УО относительно вектора **r**, являются промежуточными

Метод пропорционального наведения требует, чтобы угловая скорость вращения вектора скорости УО была пропорциональна угловой скорости вращения линии УО — цель. Поэтому параметр рассогласования $\Delta_{п.н}$ для вертикальной плоскости равен:

$$\Delta_{п.н} \doteq a\dot{\varepsilon} - \dot{\Theta}, \qquad (27\text{-}30)$$

где a — коэффициент пропорциональности, называемый иногда навигационной постоянной.

Первый и второй члены в правой части уравнения (27-30) характеризуют требуемое и действительное значения регулируемой величины соответственно.

Для другой плоскости управления получается уравнение рассогласования, подобное (27-30), из которого следует, что в состав координатора, определяющего $\Delta_{п н}$, должны входить два типа измерителей: один из них должен измерять угловую скорость $\dot{\varepsilon}$, а другой — $\dot{\Theta}$.

Учитывая кинематическое уравнение (27-29) и уравнение рассогласования, построим структурную схему (рис. 27-12), с помощью которой иллюстрируется процесс формирования $\Delta_{п.н}$. Схемы, изображенные на рис. 27-11 и 27-12, отличаются только тем, что безынерционное звено в контуре наведения имеет коэффициент передачи не $1/r^2$, как на рис. 27-11, а a/r^2 и что из сигнала $a\dot{\varepsilon}$ вычитается угловая скорость $\dot{\Theta}$.

Опорные траектории при пропорциональном наведении получаются более криволинейными, чем при методе параллельного сближения. Однако, если $a=3\div5$, то при обоих методах требуются практически одинаковые перегрузки. Создание же системы радиоуправления, в которой осуществляется преобразование $\dot{\varepsilon}$ в $a\dot{\varepsilon}$, с коэффициентом пропорциональности, равным 3—5, не представляет каких-либо принципиальных трудностей.

В связи с тем, что метод «чистого» параллельного сближения неосуществим, метод пропорционального наведения при $a=3\div5$ может рассматриваться как практически реализуемый метод, близкий по своим свойствам к методу параллельного сближения. Поэтому при наведении УО на быстро перемещающиеся и маневрирующие цели метод пропорционального наведения, исторически появившийся позже метода параллельного сближения, является наиболее целесообразным.

В заключение отметим, что при идеальном пропорциональном наведении, когда $a\dot{\varepsilon}=\dot{\Theta}$, потребное нормальное ускорение определяется формулой $j_n=av\dot{\varepsilon}$. Важно также отметить, что из равенства $a\dot{\varepsilon}=\dot{\Theta}$ при $a=\infty$ вытекает уравнение идеальной связи для метода параллельного сближения. Если в том же равенстве $a\dot{\varepsilon}=\dot{\Theta}$ положить $a=1$ и считать, что начальный угол упреждения $q_н=0$, то получается уравнение идеальной связи $\Delta_ф=q=0$, характеризующее флюгерный метод наведения. Действительно, в результате интегрирования уравнения $a\dot{\varepsilon}=\dot{\Theta}$ получим:

$$a\varepsilon = \Theta + q_н.$$

Отсюда при $a=1$ и $q_н=0$ следует, что $q=\varepsilon-\Theta=0$.

Прямой метод наведения требует, чтобы в течение всего времени наведения УО его продольная ось совпадала с линией УО — цель. В соответствии с этим определением параметр рассогласования $\Delta_{пр}$ для вертикальной плоскости задается следующими уравнениями, получающимися на основе рис. 27-9:

$$\Delta_{пр} = \gamma; \qquad (27\text{-}31)$$

$$\Delta_{пр} = \varepsilon - \vartheta. \qquad (27\text{-}32)$$

Подобные же уравнения можно найти и для другой плоскости управления. Из выражений (27-31) и (27-32) слеует, что $\Delta_{пр}$ может быть определен либо путем непосредственного измерения угла γ, либо раздельным измерением углов ε и ϑ с последующим вычитанием результатов измерения.

Технически более просто реализуется координатор, выполняющий непосредственное измерение γ.

Структурная схема, иллюстрирующая процесс формирования $\Delta_{пр}$, получается на основе уравнений (27-23) и (27-32) и имеет вид, представленный на рис. 27-13. Сравнение между собой рис. 27-13 и 27-10 показывает, что они различаются только углами ϑ и Θ, вводимыми в вычитающее устройство на выходе звена с коэффициентом передачи, равным $1/r$.

При прямом методе регулируемой величиной является направление продольной оси УО, а его траектория определяется направлением вектора скорости, который в общем случае не совпадает с продольной осью.

Рис. 27-12. Структурная схема образования параметра рассогласования при методе пропорционального наведения.

Поэтому опорная траектория УО даже при неподвижной цели представляет собой довольно сложную кривую, называемую **гиперболической спиралью**. Кривизна гиперболической спирали возрастает по мере уменьшения r. Когда радиус кривизны опорной траектории становится меньше минимального радиуса разворота

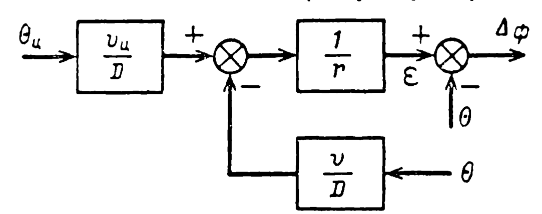


Рис. 27-13. Структурная схема образования параметра рассогласования при прямом методе наведения.

$\rho_{мин}$ управляемого объекта, полет по спирали оказывается невозможным и УО начинает перемещаться по окружности радиуса $\rho_{мин}$. Отсюда следет, что при прямом методе наведения УО даже на неподвижную цель с помощью идеально работающей системы управления, встреча УО с целью невозможна (если, конечно, вектор скорости $\mathbf{v}$ и продольная ось УО не совпадают друг с другом). Ошибки наведения зависят от начальных ошибок пуска УО, величины $\rho_{мин}$ и начальной дальности $r_н$ между УО и целью. Они возрастают с уменьшением $r_н$ и увеличением $\rho_{мин}$ и начальных ошибок пуска. Однако по своим свойствам прямой метод достаточно близок к флюгерному. Это объясняется тем, что углы атаки и скольжения (под углом скольжения понимается угол между проекциями вектора воздушной скорости и продольной оси УО на горизонтальную плоскость) сравнительно малы (у летательных аппаратов с аэродинамическими рулями) или равны нулю (у баллистических ракет, летающих вне атмосферы, космических кораблей и т. д.). В то же время прямой метод наведения технически реализуется более просто, чем флюгерный. Поэтому прямой метод может быть признан целесообразным при наведении УО на неподвижные и малоподвижные цели, имеющие сравнительно большие размеры.

Метод совмещения требует чтобы в процессе движения центр массы УО удерживался на линии, соединяющей пункт управления с целью. На рис. 27-14 показана невращающаяся система координат $O_c x_{з.с} y_{з.с}$, расположенная в вертикальной плоскости. Начало ее O_c совмещено с пунктом управления. Положение цели $Ц$ определяется расстоянием $r_ц$ и углом $\varepsilon_ц$, а координатами центра масс O_0 управляемого объекта являются расстояние r_0 и угол ε_0.

В соответствии с определением метода совмещения уравнения рассогласования могут быть записаны в одной из следующих форм:

$$\Delta_{с.у} = \varepsilon_1; \qquad (27\text{-}33)$$

$$\Delta_{с.у} = \varepsilon_ц - \varepsilon_0; \qquad (27\text{-}34)$$

$$\Delta_{с.л} = h; \qquad (27\text{-}35)$$

$$\Delta_{с.л} \approx r_0(\varepsilon_ц - \varepsilon_0), \qquad (27\text{-}36)$$

где $\Delta_{с.у}$ и $\Delta_{с.л}$ — параметры рассогласования, характеризующие угловое и линейное отклонения центра масс УО относительно вектора $\mathbf{r}_ц$; при этом $\Delta_{с.л}$ отсчитывается от точки O_0 по нормали к вектору $\mathbf{r}_0$.

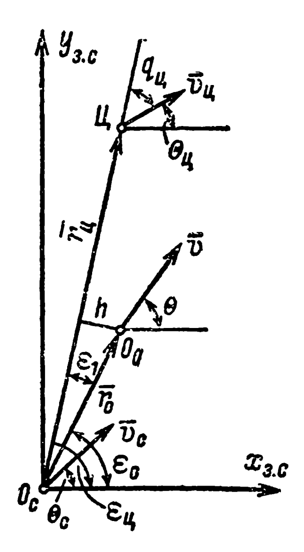


Рис. 27-14. Геометрические соотношения при наведении по методу совмещения.

Исходя из уравнений рассогласования (27-33)—(27-36), можно определить состав измерителей, которые должны входить в состав координатора. Так, при измерении параметра рассогласования в виде угла ε_1 на пункте управления возможны два варианта выполнения координатора. В первом варианте координатор содержит два угломерных устройства, одно из которых измеряет угол $\varepsilon_ц$, а другой — угол ε_0. Разность, характеризующая $\varepsilon_ц - \varepsilon_0$, вычисляется счетно-решающим прибором. В другом варианте координатор должен содержать устройство, измеряющее непосредственно угол ε_1. При измерении параметра рассогласования $\Delta_{с.у}$ на УО одна часть аппаратуры координатора размещается на пункте управления, а другая — на УО. Аппаратура пункта управления в этом случае состоит из автоматического угломера, работающего в режиме конического сканирования и сопровождающего цель по угловым координатам. Этот угломер в пространстве создает равносигнальное направление, совпадающее при идеальной работе с линией пункт управления — цель. Аппаратура УО служит для измерения угла ε_1, характеризующего положение центра масс УО относительно равносигнального направления.

Если необходимо измерить линейное отклонение УО от линии пункт управле-

ния — цель, то для этого достаточно умножить измеренное значение угла ε_1, величина которого обычно мала, на расстояние r_o между пунктом управления и УО.

Уравнения рассогласования для плоскости управления, перпендикулярной плоскости $O_c x_{з.с} y_{з.с}$, по форме совпадают с уравнениями (27-33)—(27-36), если под ε_1 и h понимать соответствующие параметры рассогласования, выраженные в угловых и линейных единицах измерения.

Кинематические уравнения при методе совмещения, как и при любых других трехточечных методах наведения, характеризуют движение центров масс цели и УО относительно центра масс пункта управления. Анализируя кинематические уравнения, можно проследить процесс, определяющий образование параметров рассогласования $\Delta_{с.у}$ и $\Delta_{с.л}$.

Поскольку кинематические уравнения для различных плоскостей подобны, рассмотрим лишь случай, когда пункт управления O_c, управляемый объект O_o и цель $Ц$ (рис. 27-14) движутся в одной плоскости. При этом будем считать, что точки O_o, O_c и $Ц$ перемещаются со скоростями v, v_c и $v_ц$, векторы которых $\mathbf{v}$, $\mathbf{v}_c$ и $\mathbf{v}_ц$ расположены относительно оси $O_c x_{з.с}$ под углами Θ, Θ_c и $\Theta_ц$ (рис. 27-14).

Тогда, проектируя векторы $\mathbf{v}_c$ и $\mathbf{v}$ на вектор $\mathbf{r}_o$ и нормаль к нему, а векторы $\mathbf{v}_c$ и $\mathbf{v}_ц$ на вектор $\mathbf{r}_ц$ и прямую перпендикулярную к $\mathbf{r}_ц$, получим следующую систему кинематических уравнений:

$$\frac{dr_ц}{dt} = v_ц \cos(\varepsilon_ц - \Theta_ц) - v_c \cos(\varepsilon_ц - \Theta_c);$$

$$r_ц \frac{d\varepsilon_ц}{dt} = v_c \sin(\varepsilon_ц - \Theta_c) - v_ц \sin(\varepsilon_ц - \Theta_ц);$$

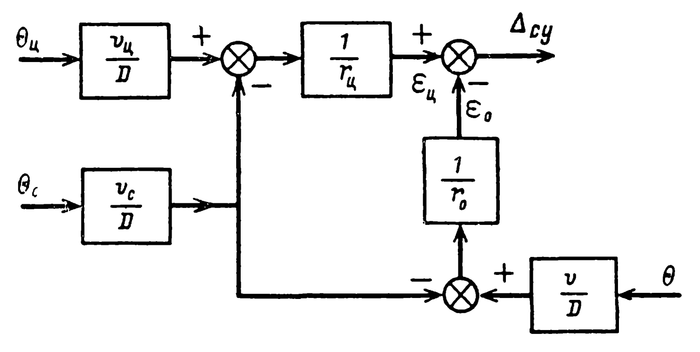


Рис. 27-15. Структурная схема образования параметра рассогласования при наведении по методу совмещения.

$$\frac{dr_o}{dt} = v \cos(\varepsilon_o - \Theta) - v_c \cos(\varepsilon_o - \Theta_c);$$

$$r_o \frac{d\varepsilon_o}{dt} = v_c \sin(\varepsilon_o - \Theta_c) - v \sin(\varepsilon_o - \Theta).$$

Для иллюстрации образования параметра рассогласования $\Delta_{с.у}$ при методе совмещения ограничимся случаем малых углов $q_o = \varepsilon_o - \Theta$, $q_ц = \varepsilon_ц - \Theta_ц$, $q_c = \varepsilon_ц - \Theta_c$ и $q_{1c} = \varepsilon_o - \Theta_c$, когда синусы этих углов могут быть заменены аргументами, а косинусы единицами. При этих условиях первая и вторая пары кинематических уравнений приводятся к следующим выражениям:

$$\frac{d(r_ц \varepsilon_ц)}{dt} = v_ц \Theta_ц - v_c \Theta_c; \quad (27\text{-}37)$$

$$\frac{d(r_o \varepsilon_o)}{dt} = v\Theta - v_c \Theta_c. \quad (27\text{-}38)$$

Если к выражениям (27-37) и (27-38) добавить уравнение рассогласования (27-34), то можно получить представленную на рис. 27-15 структурную схему, иллюстрирующую процесс образования параметра рассогласования при методе совмещения. Управляющими воздействиями при этом будут изменения углов $\Theta_ц$ и Θ_c, характеризующих движение пункта управления и цели, а угол Θ, определяющий наклон траектории УО, выступает как сигнал обратной связи. Изменения дальностей $r_ц$ и r_o приводят к преобразованиям управляющих воздействий и параметров контура наведения соответственно. В отличие от двухточечных методов наведения, где звено, входящее в контур наведения и имеющее коэффициент передачи $1/r$, увеличивало усиление системы по мере сближения УО с целью, при методе совмещения подобное же звено с коэффициентом передачи $1/r_o$ уменьшает усиление с приближением УО к цели. Структурная схема, поясняющая образование параметра рассогласования $\Delta_{с.л}$, легко получается на основе схемы, показанной на рис. 27-15, если в ней добавить звено с коэффициентом передачи r_o, на вход которого должен быть подан сигнал $\Delta_{с.у}$.

Следует отметить, что при использовании параметра рассогласования $\Delta_{с.л}$ коэффициент передачи контура наведения не будет зависеть от r_o. Это является важным с точки зрения выбора параметров, при которых обеспечивается устойчивость системы управления.

Для построения опорных траекторий необходимо решить полную систему кинематических уравнений с добавлением к ней уравнения идеальной связи $\Delta_{с.у} = 0$ или $\Delta_{с.л} = 0$. Аналитическое решение этих уравнений в ряде случаев оказывается затруднительным. Поэтому часто целесообразно использовать метод графического определения опорных траекторий. Этот метод описан, например, в [Л. 1]. После того как опорная траектория, которая существенным образом зависит от движения цели и пункта управления, будет най-

дена, по формуле

$$j_n = \frac{v^2}{\rho},$$

где ρ — радиус кривизны траектории, можно легко определить потребные нормальные ускорения.

Если опорные траектории построить при различных гипотезах о движении пункта управления и цели, то можно найти предельные значения j_n. Оказывается, что приемлемые величины требуемых поперечных

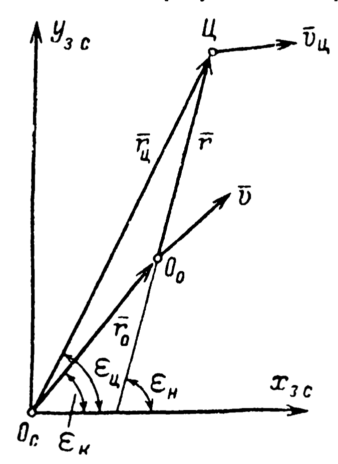


Рис. 27-16. Геометрические соотношения при трехточечном методе параллельного сближения.

ускорений получаются лишь в тех случаях, когда угол $q_ц$ близок к нулю. Это обстоятельство существенно ограничивает возможности применения метода совмещения.

Трехточечный метод параллельного сближения, как подобный же двухточечный метод, требует, чтобы в течение всего времени наведения УО линия УО — цель оставалась параллельной своему первоначальному положению. На рис. 27-16 представлены геометрические соотношения при наведении УО в вертикальной плоскости. Помимо точки $O_о$ и углов $\varepsilon_н$ и $\varepsilon_к$, характеризующих положение центра масс УО и наклоны векторов $\mathbf{r}$ и $\mathbf{r}_о$ относительно оси $O_с x_{з.с}$ при идеальном наведении, здесь используются те же обозначения, что и на рис. 27-14. Все результаты, которые получаются для вертикальной плоскости, могут быть распространены и на другие плоскости.

Для трехточечного метода параллельного сближения можно получить несколько вариантов уравнений рассогласования. Так, в [Л. 2] приводится уравнение

$$\Delta_п = \frac{r}{v}\dot{\varepsilon},$$

где $\Delta_п$ — параметр рассогласования, характеризующий угол отклонения вектора $\mathbf{v}$ от направления, при котором УО движется по опорной траектории.

В соответствии с этим уравнением аппаратура координатора должна измерять расстояние r, скорость v и угловую скорость $\dot{\varepsilon}$ линии визирования. Наиболее сложно измерить на пункте управления величину и знак $\dot{\varepsilon}$.

Возможно также представление уравнения рассогласования в следующей форме [Л. 1]:

$$\Delta_{п.у} = \varepsilon_к - \varepsilon_о = \varepsilon_ц - \varepsilon_о - \\ - \arcsin\left[\frac{r}{r_о}\sin(\varepsilon_н - \varepsilon_ц)\right], \quad (27\text{-}39)$$

где $\Delta_{п.у}$ — угол, характеризующий отклонение центра масс УО относительно линии $O_с O_о$.

Вместо параметра рассогласования $\Delta_{п.у}$, выраженного в угловой мере, можно использовать линейное отклонение $\Delta_{п.л}$ центра масс УО от опорной траектории. При малых значениях $\Delta_{п.у}$, что обычно имеет место в нормальных условиях при правильно спроектированной системе управления,

$$\Delta_{п.л} \approx \Delta_{п.у} r_о. \quad (27\text{-}40)$$

Техническая реализация координаторов, которые формируют параметры рассогласования, определяемые формулами (27-39) и (27-40), — сравнительно сложная задача. Однако при $\sin(\varepsilon_н - \varepsilon_ц) \approx \varepsilon_н - \varepsilon_ц$,

$$\arcsin\left[\frac{r}{r_о}\sin(\varepsilon_н - \varepsilon_ц)\right] \approx \frac{r}{r_о}(\varepsilon_н - \varepsilon_ц)$$

и $r \approx r_ц - r_о$, что может считаться достаточно точным при $r \ll r_о$, формула (27-39) приводится к следующему виду:

$$\Delta_{п.у} \approx \varepsilon_ц - \varepsilon_о - \frac{r_ц - r_о}{r_о}(\varepsilon_н - \varepsilon_ц). \quad (27\text{-}41)$$

Из выражения (27-41) следует, что в состав координатора должны входить измерители $\varepsilon_ц$, $\varepsilon_о$, $r_ц$ и $r_о$, а также относительно простой счетно-решающий прибор.

Из выражения (27-41) легко получается уравнение рассогласования, характеризующее $\Delta_{п.л}$. При этом сигнал, отображающий сомножитель $r_о$, может задаваться программным механизмом. Если величина $r_{пр}$, задаваемая программным механизмом, равняется $r_о$, то получается:

$$\Delta_{п.л} = r_{пр}(\varepsilon_ц - \varepsilon_о) - \\ - (r_ц - r_о)(\varepsilon_н - \varepsilon_ц). \quad (27\text{-}42)$$

На основании уравнений (27-37), (27-38) и (27-41) может быть получена структурная схема, иллюстрирующая образование параметра рассогласования при трехточечном методе параллельного сближения. Эта схема представлена на рис. 27-17. В отличие от структурной схемы для метода совмещения здесь имеется еще звено, коэффициент передачи которого $\frac{r_ц - r_о}{r_о}$ уменьшается с ростом $r_о$ и становится равным нулю при $r_ц = r_о$. Это говорит о том, что с увеличением $r_о$ трехточечный

метод параллельного сближения приближается к методу совмещения.

Построение опорных траекторий при рассматриваемом методе параллельного сближения производится по тем же правилам, что и при двухточечном наведении; при этом оказывается, что двухточечный и трехточечный методы параллельного сближения по своим свойствам близки друг другу.

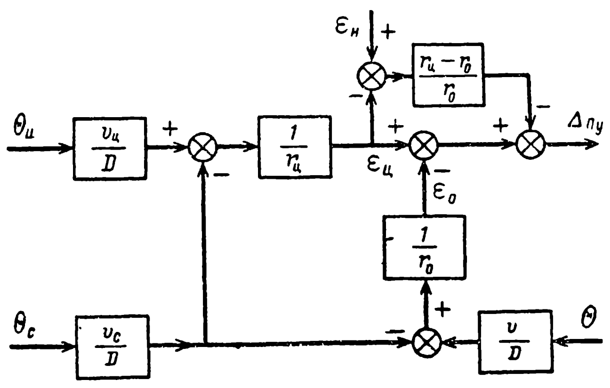


Рис. 27-17. Структурная схема образования параметра рассогласования при наведении по трехточечному методу параллельного сближения.

Методы совмещения и трехточечный метод параллельного сближения, как и двухточечные флюгерный метод и метод параллельного сближения, являются двумя предельными трехточечными методами наведения: при методе совмещения центр масс УО наводится без упреждения, а при методе параллельного сближения — с идеальным упреждением относительно линии пункт управления — цель.

Естественно, что может быть предложен ряд промежуточных трехточечных методов наведения, каждый из которых, однако, должен приближаться к методу совмещения при уменьшении расстояния между УО и целью.

Во время стыковки космических летательных аппаратов требуется изменять не только их взаимное положение, но и величину относительной скорости сближения УО и цели. При этом к моменту встречи относительная скорость сближения космических кораблей должна становиться равной нулю, а в процессе наведения она должна изменяться так, чтобы расход горючего (рабочего тела), необходимого для работы двигателей, с помощью которых изменяется траектория полета, был наименьшим.

27-3. КООРДИНАТОРЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ САМОНАВЕДЕНИЯ

Функциональные схемы радиотехнических координаторов систем самонаведения

При наведении УО на быстроперемещающиеся цели предпочтительнее применять метод пропорционального наведения, а при управлении объектами, предназначенными для встречи с неподвижными и малоподвижными целями, можно использовать прямой метод наведения. Поэтому в последующем рассматриваются лишь координаторы, формирующие параметры рассогласования $\Delta_{п.н}$ и $\Delta_{пр}$.

Для измерения $\Delta_{пр}$ используются, как известно, угломерные устройства. Проекции угловых скоростей вектора **v** измеряются акселерометрами, оси которых совпадают с боковыми осями УО. Возможность применения акселерометров объясняется тем, что они реагируют на нормальные ускорения, которые пропорциональны угловым скоростям движения УО в соответствующих плоскостях. Определение угловой скорости линии визирования осуществляется обычно с помощью радиотехнических устройств, выполняемых на базе угломеров.

Таким образом, одной из составных частей координатора системы самонаведения является устройство автоматического определения угловых координат цели или устройство, автоматически измеряющее угловую скорость линии визирования.

Поскольку требуется измерить не только величину угла, но и его знак, то угломерные устройства координаторов снабжаются антенными системами, с помощью которых может формироваться равносигнальное направление. Это означает, что антенная система должна осуществлять модуляцию принимаемых сигналов (см. разд. 21 и 25). С антенны сигналы после преобразования по частоте, усиления и детектирования в радиоприемнике поступают в выходное устройство.

Антенна, радиоприемник и выходное устройство образуют пеленгационное устройство ПУ (пеленгатор) координатора. Сигнал рассогласования на выходе пеленгатора представляет собой напряжение, пропорциональное в некоторых пределах угловому отклонению цели от равносигнального направления.

Если цель находится на равносигнальном направлении, сигнал рассогласования равен нулю.

Для формирования параметра рассогласования $\Delta_{пр}=\gamma$ достаточно иметь лишь одно пеленгационное устройство, антенная система которого формирует равносигнальную линию, совпадающую по направлению с продольной осью УО. Координаторы с антеннами такого типа называются неподвижными.

Угол $\Delta_{пр}=\gamma$ может быть измерен также устройством автоматического сопровождения цели по угловым координатам, когда равносигнальное направление (РСН) совпадает с линией визирования и перемещается относительно продольной оси УО.

Координаторы со следящим РСН будем называть подвижными.

Измерение угловой скорости линии визирования всегда осуществляется подвижным координатором. Для того чтобы РСН следило за целью, выходные сигналы пеленгатора подаются на исполнительное устройство (ИУ), которое вырабатывает напряжение, пропорциональное $\Delta_{пр}=\gamma$ или ε, и по цепи обратной связи воздействует на антенную систему пеленгатора.

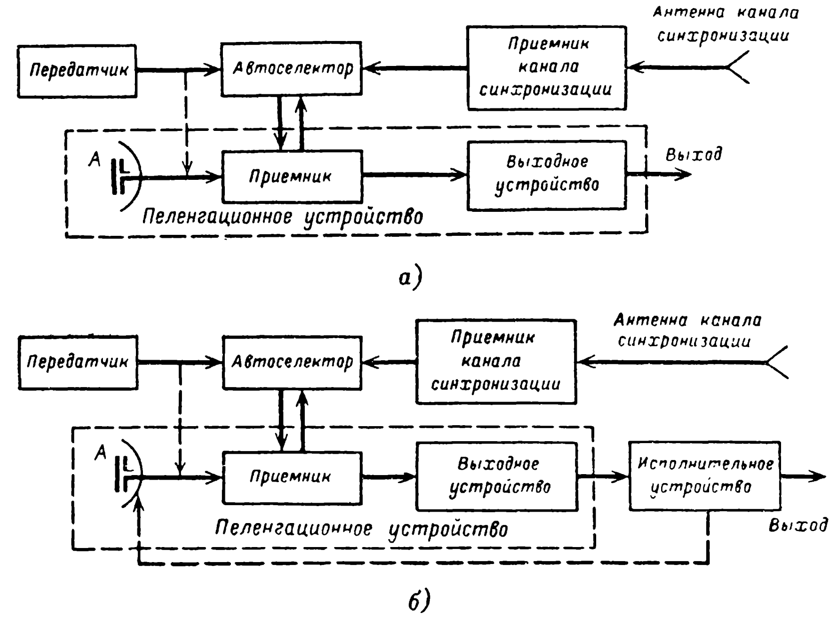


Рис. 27-18. Функциональные схемы координаторов системы самонаведения. *а* — неподвижный координатор; *б* — подвижный координатор.

Помимо угломерного устройства, в состав координатора входит автоселектор — устройство для автоматического сопровождения цели по дальности или по скорости. Необходимость автоселектора в координаторе обусловлена двумя причинами.

Первая причина вызвана тем, что автоматическое определение угловых координат цели возможно лишь при прохождении через пеленгатор сигналов, поступающих только от одной цели. Однако из-за низкой разрешающей способности по угловым координатам, свойственной системам, которые имеют антенны относительно малых размеров, в угле зрения антенны ПУ может оказаться несколько целей. Дополнительная селекция, получающаяся с помощью автоселектора, позволяет существенно улучшить условия работы угломерного устройства.

Вторая причина заключается в том, что в процессе наведения УО в ряде случаев возникает необходимость вырабатывать так называемые дистанционные команды, предназначенные для изменения состояния или траектории УО на заранее заданных расстояниях до цели или при заранее установленных значениях относительной скорости сближения УО и цели. (Описание этих приборов см. в разд. 21, 22.)

Функциональные схемы неподвижного и подвижного координаторов, предназначенных для формирования параметра рассогласования $\Delta_{пр}$ (рис. 27-18), кроме автоселектора и угломерного устройства, содержат приемник канала синхронизации с антенной и передатчик. Однако необходимо иметь в виду, что передатчик нужен в системах активного самонаведения, а приемник канала синхронизации, используемый для синхронизации автоселектора, применяется лишь в системах полуактивного самонаведения. Если осуществляется пассивное самонаведение, то координатор представляет собой угломерное устройство со сравнительно узкой полосой пропускания приемника. Благодаря этому достигается прием сигналов, вырабатываемых лишь одним передатчиком. Помимо того, в координаторе могут использоваться устройства, служащие для пропускания импульсов с заданными длительностью и частотой следования.

Функциональная схема координатора по методу пропорционального наведения отличается от схемы на рис. 27-18, *б* лишь тем, что добавляется акселерометр и счетно-решающий прибор. Последний осуществляет умножение напряжения, вырабатываемого радиотехническим угломерным каналом и характеризующего угловую скорость линии визирования на коэффициент a, и вычитание напряжения акселерометра из выходного сигнала умножителя. При установке на УО подвижного координатора систе-

ма управления содержит два последовательных многомерных (с несколькими входами и выходами) контура автоматического регулирования. Один из них используется для перемещения РСН, он осуществляет автоматическое сопровождение цели по угловым координатам, а второй — для изменения траектории УО в соответствии с сигналами, поступающими от координатора.

Угломерные устройства и измерители угловой скорости линии визирования в координаторах систем самонаведения

Простейшим угломерным устройством координатора в системе управления, осуществляющей наведение УО по прямому методу, является пеленгатор, равносигнальное направление которого совпадает с направлением продольной оси УО.

Основные принципы построения и характеристики пеленгационных устройств детально рассмотрены в разд. 22, 25. Поэтому здесь отметим лишь их основные особенности с учетом требований, предъявляемых к системам самонаведения.

Прежде всего важно иметь в виду, что динамический диапазон радиоприемника, входящего в состав пеленгатора системы самонаведения, должен быть значительно больше, чем у радиоприемников, используемых в радиолокационных станциях (РЛС). Это объясняется тем, что УО и цель сближаются при самонаведении на значительно меньшие расстояния, чем, например, самолет, снабженный радиолокационной станцией, и цель.

Управляемые летательные аппараты характеризуются сравнительно малыми габаритами, в связи с чем антенные системы пеленгационных устройств имеют довольно широкие диаграммы направленности. Но с увеличением ширины диаграммы направленности возрастают флуктуационные ошибки определения угловых координат цели [Л. 3]. Поэтому в пеленгационных устройствах с коническим сканированием необходимо использовать высокие частоты сканирования Ω, поскольку с ростом величины Ω уменьшается интенсивность амплитудных флуктуаций сигналов, поступающих от цели. На малых расстояниях между УО и целью становятся существенно заметными угловые флуктуации (см. разд. 22, 25), роль которых в обычных РЛС невелика.

Важным является также и то, что для автоматической подстройки частоты гетеродина в пеленгационных устройствах систем пассивного и полуактивного самонаведения приходится использовать принимаемые сигналы или сигналы РЛС, облучающей (подсвечивающей) цель.

Для нормальной работы пеленгационного устройства, особенно на больших расстояниях до цели, когда принимаемый сигнал слаб, важно поддерживать заданный уровень внутренних шумов на выходе радиоприемника, содержащегося в пеленгационном устройстве. Если уровень выходных шумов радиоприемника мал, что соответствует незначительному коэффициенту передачи усилителя промежуточной частоты (УПЧ), то уменьшится (по сравнению с номинальной) дальность действия координатора. При большом коэффициенте передачи УПЧ его выходные шумы будут значительны, вследствие чего возрастает вероятность ложной тревоги (разд. 25), а следовательно, и вероятность захвата ложной цели координатором.

Постоянство эффективного уровня выходных шумов радиоприемника поддерживается системой автоматической регулировки усиления по шумам (ШАРУ). Эта система, на вход которой подается напряжение шумов с УПЧ, подобно системе АРУ автоматически изменяет усиление УПЧ.

Чтобы выделить шумовой сигнал УПЧ в импульсных радиотехнических устройствах, осуществляется стробирование радиоприемника так называемым шумовым стробом. Последний вырабатывается в том месте на оси времени, где не может быть сигнала, поступающего на вход радиоприемника от цели. В системах активного самонаведения шумовые стробы могут формироваться с помощью импульсов, управляющих работой передатчика, а в системах полуактивного самонаведения для этой цели можно использовать выходные сигналы канала синхронизации.

Если радиоприемник координатора должен принимать непрерывные сигналы, то выходное шумовое напряжение можно выделить фильтром, полоса прозрачности которого лежит вне диапазона допплеровских частот полезного сигнала.

Пеленгационное устройство, рассматриваемое как преобразователь угла между продольной осью УО и линией визирования, в системах самонаведения, где наиболее узкополосным является управляемый объект, может считаться безынерционным звеном. Уравнение этого звена для вертикальной плоскости при условии, что равносигнальное направление совпадает с продольной осью УО, имеет вид:

$$u_{п.у} = K_{п.у}\gamma. \quad (27\text{-}43)$$

Здесь $u_{п.у}$ — напряжение, пропорциональное угловому отклонению $\gamma = \varepsilon - \vartheta$ цели от равносигнального направления и совпадающего с ним направления продольной оси УО; $K_{п.у}$ — коэффициент передачи пеленгационного устройства.

Так как $K_{п.у}$ существенно зависит от уровня сигналов (см. § 22-3), образующихся на выходе радиоприемника, то пеленгационное устройство должно снабжаться весьма эффективной системой АРУ.

Для нормальной работы системы самонаведения, помимо обычных радиотехнических проверок и регулировок (настройка на заданную волну, установка необходимой мощности передатчика и чувствительности

приемника), важным является поддержание номинального значения $K_{п.у}$, а также балансирование и фазирование пеленгационного устройства. Пеленгационное устройство считается сбалансированным, если при отсутствии сигналов на входе радиоприемника выходное напряжение $u_{п.у}=0$. Когда пеленгационное устройство не сбалансировано, при $\gamma=0$ напряжение $u_{п.у}$ будет отличаться от нуля. Вследствие этого в условиях сближения УО с целью продольная ось УО будет отклонена от направления на цель для того, чтобы за счет модуляции входных сигналов радиоприемника скомпенсировалось напряжение небаланса. Можно показать, что в этом случае УО, рассматриваемый как геометрическая точка, в случае наведения по прямому методу будет накручиваться на цель по спирали. Для балансировки пеленгационного устройства обычно предусматриваются соответствующие органы регулировки.

Фазирование пеленгационного устройства означает установку вполне определенной разности фаз между опорным сигналом и сигналом в канале рассогласования при отклонении цели от РСН в заданном направлении. При этом опорный сигнал (см. разд. 22) характеризует закон вращения диаграммы направленности (в пеленгаторах с коническим сканированием) или представляет собой выходное напряжение суммарного канала (в моноимпульсных пеленгаторах).

В процессе фазирования пеленгационного устройства источник радиоизлучения, имитирующий цель, размещают в одной из плоскостей координатной системы измерителя (например, в вертикальной) и с помощью органов регулировки устанавливают нулевой и максимальный сигналы рассогласования в каналах измерителя для горизонтальной и вертикальной плоскостей соответственно.

Если пеленгационное устройство не сфазировано, то при сравнительно малых углах расфазирования (меньше 10—20°) УО при отклонении от РСН будет приближаться к РСН по спирали, вследствие чего затягивается время возвращения УО на опорную траекторию. В тех случаях, когда расфазирование значительно, указанная выше спираль становится расходящейся, что приводит к нарушению процесса самонаведения.

Угломерные устройства подвижных координаторов представляют собой автоматические системы регулирования, производящие автоматическое слежение РСН за целью. Эти системы могут быть статическими или астатическими. Наиболее целесообразными являются, как известно, астатические автоматические системы регулирования, которые формируют сигналы, характеризующие не только входные воздействия, но и скорости их изменения. Простейшая угломерная следящая система может быть построена по схеме на рис. 27-19, *а*, из которой видно, что выходной сигнал пеленгатора подается на усилитель мощности, соединенный с двигателем. Последний связан с антенной пеленгатора, которая устанавливается так, чтобы РСН совпадало с линией визирования. Усилитель мощности с двигателем могут быть электрическими, гидравлическими и пневматическими. Однако пневматические устройства требуют большого расхода воздуха, что часто бывает неприемлемым.

В качестве двигателя можно использовать и гироскопические приборы. Но вследствие того что гироскопические приборы не обладают достаточно большой мощностью, они пригодны лишь для перемещения антенн, имеющих небольшие размеры и вес.

Рассмотрим прежде всего устройства с негироскопическими двигателями. Электрический усилитель мощности (электромашинный, электромагнитный и т. д.) и электродвигатель с достаточно высокой точностью могут рассматриваться как инерционное и интегрирующее динамические звенья соответственно с передаточными функциями

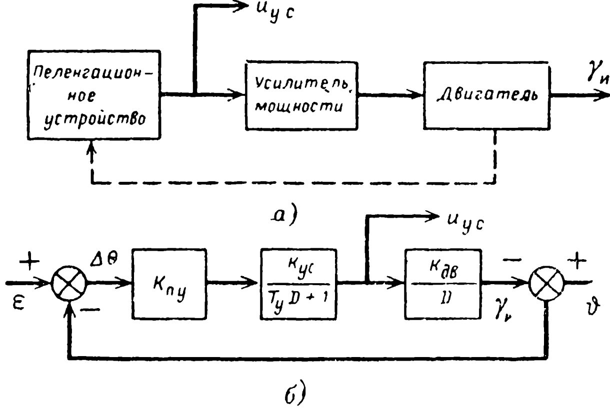


Рис. 27-19. Некорректируемое угломерное устройство системы самонаведения.

а — функциональная схема; *б* — структурная схема.

$$W_у(D)=\frac{K_{ус}}{T_у D+1}$$

и

$$W_д(D)=\frac{K_{дв}}{D},$$

где $K_{ус}$ и $T_у$ — коэффициент передачи и постоянная времени усилителя мощности; $K_{дв}$ — коэффициент передачи двигателя.

Такого же вида передаточную функцию имеют усилитель мощности и двигатель

пневматической и гидравлической систем перемещения антенны.

Воспользовавшись схемой на рис. 27-19, *а* и обозначениями, приведенными на рис 27-9, можно получить структурную схему (рис. 27-19, *б*), которая определяет работу рассматриваемого устройства в вертикальной плоскости. Здесь $\gamma_и$ — угол между продольной осью УО и РСН в вертикальной плоскости, а $\Delta\Theta$ — угол между линией визирования и РСН в той же вертикальной плоскости. Угол $\gamma_и$ является выходным сигналом угломера и после преобразования с помощью, например, потенциометрического датчика в виде напряжения подается в исполнительное устройство УО для наведения его по прямому методу.

Напряжение $u_{ус}$, действующее на входе интегратора (двигателя), характеризует скорость изменения сигнала, вырабатываемого усилителем мощности.

Рассматривая схему, можно утверждать, что ошибка $\Delta\Theta$ измерения параметра рассогласования $\gamma=\varepsilon-\vartheta$, обусловленная динамическими свойствами рассматриваемого устройства и действующими сигналами ε и ϑ, равна:

$$\Delta\Theta = \Delta\Theta_д = \frac{1+T_уD}{T_уD^2+D+K_{п.у}K_{ус}K_{дв}}(\dot{\varepsilon}-\dot{\vartheta}). \quad (27\text{-}44)$$

Из выражения (27-44) следует, что на величину $\Delta\Theta_д$ влияет не только угловая скорость $\dot{\varepsilon}$, обусловленная движением центров масс УО и цели, но и производная $\dot{\vartheta}$, зависящая от угловых колебаний продольной оси УО относительно его центра масс. Связь $\Delta\Theta_д$ с $\dot{\vartheta}$ свидетельствует о недостаточной развязке движения антенны ПУ и угловых колебаний УО. Для того чтобы $\Delta\Theta_д$ не превышала допустимых значений, приходится выбирать большой коэффициент передачи $K_{п.у}K_{ус}K_{дв}$, что по существу эквивалентно расширению полосы пропускания ПУ. Но при этом возрастают флуктуационные ошибки.

Схема, изображенная на рис. 27-19, *б*, характеризует астатическую систему первого порядка. Повышение порядка астатизма, связанное со значительными техническими трудностями, не устраняет влияния угловых колебаний УО на $\Delta\Theta_д$, и для уменьшения $\Delta\Theta_д$ здесь также требуется расширение полосы пропускания следящей системы. Следовательно, рассматриваемое угломерное устройство может применяться лишь в тех случаях, когда допустимые ошибки измерения угла γ не слишком малы.

Для напряжения $u_{ус}$ на основе рис. 27-19, *б* получим следующее выражение:

$$u_{ус} = \frac{K_{п.у}K_{ус}}{T_уD^2+D+K_{п.у}K_{ус}K_{дв}}(\dot{\varepsilon}-\dot{\vartheta}). \quad (27\text{-}45)$$

Из этого выражения следует, что $u_{ус}$ в равной степени зависит и от $\dot{\varepsilon}$, и от $\dot{\vartheta}$. Поэтому устройство с функциональной схемой (рис. 27-19, *б*) не может быть использовано в качестве измерителя угловой скорости $\dot{\varepsilon}$ линии визирования.

Необходимость уменьшить зависимость между движением антенной системы и угловыми колебаниями ракеты при применении в следящих системах негироскопических двигателей приводит к построению так называемых комбинированных (комплексных) следящих измерителей.

Комбинированные следящие измерители представляют собой совокупность радиотехнических и нерадиотехнических измерителей координат. В качестве нерадиотехнических измерителей в устройствах, определяющих угловое положение цели относительно продольной оси УО и угловую скорость линии визирования, целесообразными оказываются гироскопические датчики (гиродатчики). Если в состав гиродатчика, состоящего из гироскопа и потенциометра, входят позиционный (трехстепенный) гироскоп, то получается комбинированный измеритель с позиционной коррекцией. При использовании же скоростного (двухстепенного) гироскопа в гиродатчике образуется комбинированный измеритель со скоростной коррекцией.

Напомним, что позиционный гироскоп содержит вращающийся ротор и две рамки: внутреннюю и внешнюю. Благодаря гироскопическому эффекту, обусловленному вращением ротора, сохраняются неизменные пространственные положения внутренней и внешней рамок. Если с этими рамками, расположенными в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, связать движки потенциометров, корпуса которых жестко скреплены с управляемым объектом, то, очевидно, имеется возможность получить напряжения, характеризующие угловые колебания УО.

В состав скоростного гироскопа входят ротор и одна рамка, которая может поворачиваться вокруг оси, нормальной оси вращения ротора. Рамка соединяется с УО с помощью пружины. При вращении УО вокруг оси, которая перпендикулярна осям ротора и рамки, последняя поворачивается (прецессирует). При этом угол отклонения рамки оказывается пропорциональным скорости вращения УО. Поэтому, соединив с рамкой движок потенциометра, корпус которого связан с УО, можно легко получить напряжение, характеризующее угловую скорость колебаний УО.

Следящий измеритель с позиционной коррекцией строится по следующей функциональной и структурной схеме для вертикальной плоскости (рис. 27-20). Гиродатчик представляет собой совокупность трехстепенного гироскопа, связанного с движком потенциометра. Потенциометр вырабатывает напряжение $K_\vartheta\vartheta$, где K_ϑ — коэффициент передачи гиродатчика. Для того чтобы измеритель был астатическим, в его состав включен интегратор с передаточной функци-

ей $K_и/D$, где $K_и$ — коэффициент передачи интегратора. На выходе вычитающего устройства образуется сигнал, равный разности напряжений, формируемых интегратором и гиродатчиком. Этот сигнал воздействует на устройство привода антенны, под которым здесь понимается двигатель, охваченный обратной связью. Угол поворота двигателя относительно продольной оси УО в вертикальной плоскости равняется $\gamma_и$, а напряжение $u_{ус}$, действующее на входе интегратора, характеризует производную по времени от напряжения, вырабатываемого пеленгатором.

Учитывая, что передаточная функция устройства привода рассматриваемого типа равна $W_{пр}(D)=\dfrac{K_{пр}}{T_{пр}D+1}$, где $K_{пр}$ и $T_{пр}$ — коэффициенты передачи и постоянная времени устройства привода, на основании рис. 27-20, *б* получим:

$$\Delta\Theta_д=\frac{T_{пр}D+1}{T_{пр}D^2+D+K_{п.у}K_иK_{пр}}\dot{\varepsilon}+$$

$$+\frac{K_\vartheta K_{пр}-T_{пр}D-1}{T_{пр}D^2+D+K_{п.у}K_иK_{пр}}\dot{\vartheta}. \qquad (27\text{-}46)$$

Из выражения (27-46) следует, что при $K_\vartheta K_{пр}=1$ ошибка $\Delta\Theta_д$ в установившемся режиме (при $D=0$) не зависит от угловых колебаний УО. В переходном же режиме при $K_\vartheta K_{пр}=1$ на $\Delta\Theta_д$ влияет лишь вторая производная от угла ϑ по времени, которая имеет незначительную величину. Следовательно, введение позиционной коррекции существенно развязывает движение РСН от угловых колебаний УО без расширения полосы пропускания следящего измерителя.

Для напряжения $u_{ус}$ получается следующее выражение:

$$u_{ус}=\frac{K_{п.у}(T_{пр}D+1)}{T_{пр}D^2+D+K_{п.у}K_иK_{пр}}\dot{\varepsilon}+$$

$$+\frac{K_{п.у}(K_\vartheta K_{пр}-1-T_{пр}D)}{T_{пр}D^2+D+K_{п.у}K_иK_{пр}}\dot{\vartheta}. \qquad (27\text{-}47)$$

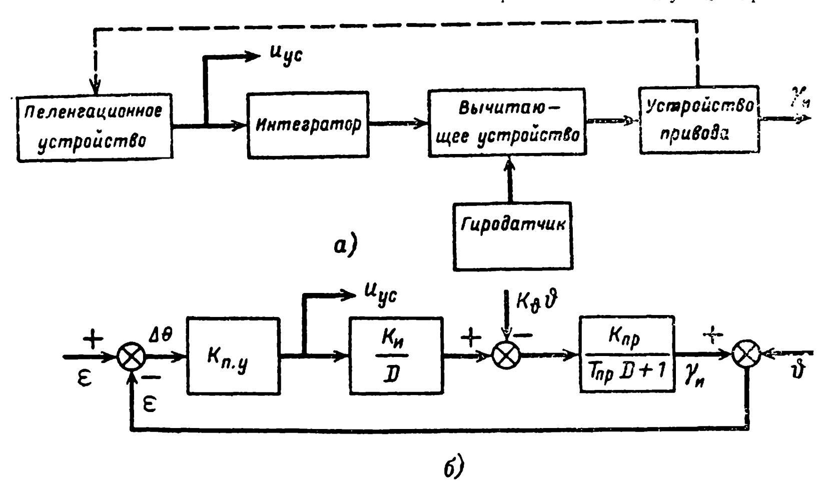


Рис. 27-20. Функциональная и структурная схемы угломерного устройства системы самонаведения при применении позиционной коррекции.
а — функциональная схема; *б* — структурная схема.

Анализ выражения (27-47) приводит к выводу о том, что $u_{ус}$ будет зависеть только от ε лишь в тех случаях, когда $K_\vartheta K_{пр}=1$ и $T_{пр}=0$. Условие $T_{пр}=0$ означает необходимость наличия безынерционного устройства привода, что практически невозможно. Однако выбором величины $T_{пр}$ и коэффициента передачи радиотехнического измерителя по скорости $K_{п.у}K_иK_{пр}$ можно добиться допустимого влияния функции $\vartheta(t)$ на напряжение $u_{ус}$.

Комбинированные измерители со скоростной коррекцией строятся по схеме, приведенной на рис. 27-21, *а*. В этом измерителе гиродатчик, состоящий из скоростного гироскопа и потенциометра, устанавливается на антенне и реагирует на изменение угла между РСН и осью $x_{з.о}$ (рис. 27-9).

На выходе вычитающего устройства образуется разность напряжений, вырабатываемых пеленгатором и гиродатчиком. Под действием этого напряжения осуществляется работа устройства привода (двигателя), связанного с антенной системой пеленгатора. Перемещение устройства привода и антенны относительно продольной оси УО происходит до тех пор, пока РСН не совпадает с линией визирования.

Структурная схема, отображающая процессы в измерителе со скоростной коррекцией при сопровождении им цели в вертикальной плоскости, представлена на рис. 27-21, *б*. На этой схеме передаточные функции $W_1(D)$, $W_2(D)$ и $W_3(D)$ характеризуют пеленгатор, который, как будет показано в

дальнейшем, может быть сделан сравнительно инерционным, устройство привода антенны и гиродатчик — соответственно.

Из сигнала $\gamma_и$ может быть сформировано напряжение, отображающее параметр рассогласования при прямом методе наведения, а напряжение $u'_{ус}$, вырабатываемое пеленгатором, характеризует, как это будет показано далее, угловую скорость линии визирования. Этот же параметр отображается и напряжением $u_{ус}$. Определяя на основе структурной схемы ошибку $\Delta\Theta_д$, получаем:

$$\Delta\Theta_д = \frac{1 + W_2(D)\,W_3(D)}{1 + W_2(D)\,W_3(D) + W_1(D)W_2(D)}\,\varepsilon - \frac{1}{1 + W_2(D)W_3(D) + W_1(D)\,W_2(D)}\,\vartheta. \quad (27\text{-}48)$$

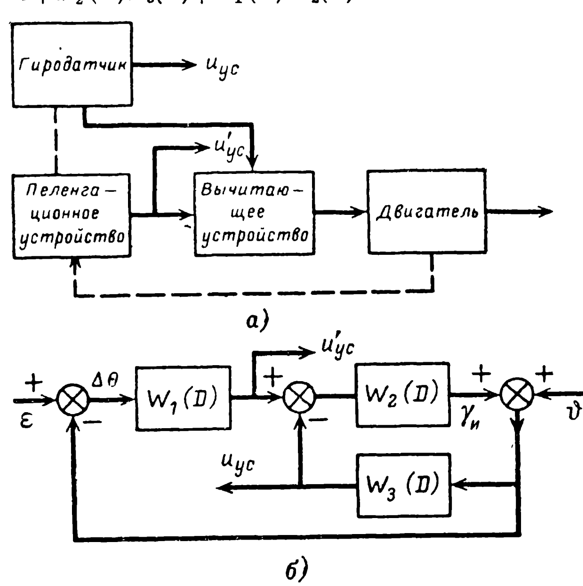


Рис. 27-21. Угломерное устройство системы самонаведения при применении скоростной коррекции.
а — функциональная схема; *б* — структурная схема.

Из этого выражения видно, что независимо от вида передаточных функций $W_1(D)$, $W_2(D)$ и $W_3(D)$ угловые колебания УО всегда будут влиять на ошибку $\Delta\Theta_д$. Однако соответствующим выбором параметров у указанных выше функций можно добиться того, что слагаемое, связанное с ϑ, будет играть незначительную роль. Так, при $W_1(D) = K_{п.у}$, $W_2(D) = K_{дв}/D$ и $W_3(D) = K_г D$, где $K_г$ — коэффициент передачи гиродатчика, найдем, что

$$\Delta\Theta_д = \frac{1 + K_г K_{дв}}{K_{дв} K_г D + D + K_{п.у} K_{дв}}\,\dot{\varepsilon} - \frac{1}{K_{дв} K_г D + D + K_{п.у} K_{дв}}\,\dot{\vartheta}.$$

Отсюда следует, что в установившемся режиме величина второго слагаемого существенно зависит от $K_{п.у}$ и $K_{дв}$, в то время как на первое слагаемое влияет и коэффициент $K_г$.

Для напряжения $u'_{ус}$ находим:

$$u'_{ус} = \frac{W_1(D)\,[1 + W_2(D)\,W_3(D)]}{1 + W_1(D)\,W_2(D) + W_2(D)W_3(D)}\,\varepsilon - \frac{W_1(D)}{1 + W_1(D)\,W'_2(D) + W_2(D)\,W_3(D)}\,\vartheta.$$

Если передаточные функции $W_1(D)$, $W_2(D)$ и $W_3(D)$ выбрать так, чтобы $W_2(D)\,W_3(D) \gg 1$ и $W_1(D)\,W_2(D) \gg W_2(D)\,W_3(D)$, то

$$u'_{ус} = W_3(D)\,\varepsilon - \frac{1}{W_2(D)}\,\vartheta.$$

Тогда даже при сравнительно узкой полосе пропускания пеленгатора, который может быть инерционным звеном, $W_2(D) = K_{дв}/D$ и $W_3(D) = K_г(D)$ получим:

$$u'_{ус} = K_г\,\dot{\varepsilon} - \frac{1}{K_{дв}}\,\dot{\vartheta}. \quad (27\text{-}49)$$

Из выражения (27-49) следует, что соответствующим выбором коэффициента $K_{дв}$ можно обеспечить необходимую точность измерения угловой скорости $\dot{\varepsilon}$.

Если в соответствии со структурной схемой, изображенной на рис. 27-21, *б*, найти $u_{ус}$, то получим:

$$u_{ус} = \frac{W_1(D)\,W_2(D)\,W_3(D)}{1 + W_1(D)W_2(D) + W_2(D)W_3(D)}\,\varepsilon + \frac{W_3(D)}{1 + W_1(D)W_2(D) + W_2(D)W_3(D)} \times \vartheta.$$

В тех случаях, когда $W_2(D)\,W_3(D) \gg 1$ и $W_1(D)\,W_2(D) \gg W_2(D)\,W_3(D)$, а $W_2(D) = K_{дв}/D$ и $W_3(D) = K_г D$,

$$u_{ус} = K_г\,\dot{\varepsilon} + \frac{K_г}{W_1(D)\,K_{дв}}\,\ddot{\vartheta}.$$

Отсюда также видно, что применением скоростной коррекции при соответствующем выборе передаточных функций $W_1(D)$, $W_2(D)$ и $W_3(D)$ можно обеспечить практически зависимость $u_{ус}$ только от $\dot{\varepsilon}$.

Следящие измерители с гироскопическим приводом позволяют еще в большей степени развязать движение антенны и колебания УО вокруг его центра масс. Это обычно достигается применением гироплатформ с силовой разгрузкой.

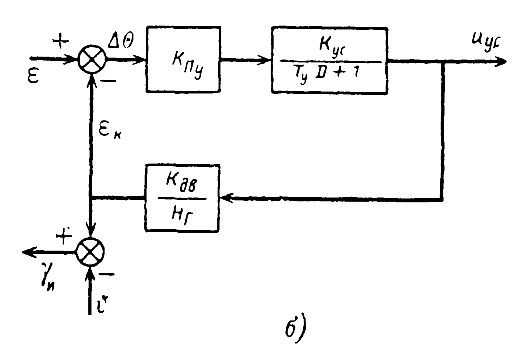
Гироскопический следящий измеритель угловых координат и угловой скорости линии визирования (измеритель с гироприво-

дом) строится по схеме, приведенной на рис. 27-22, *а*. Антенная система *А* пеленгатора с помощью тяг соединена с платформой, образованной рамками *1* и *2*. Движение этой платформы происходит под действием сигналов пеленгатора и не зависит от угловых колебаний УО. Последнее достигается применением системы силовой разгрузки, включающей гироскопы $Г_1$, $Г_2$, потенциометрические датчики $Д_1$, $Д_2$ и разгрузочные двигатели $Дв_1$, $Дв_2$.

Система силовой разгрузки работает так. При действии внешнего момента $\mathbf{M}_z$ (например, из-за вращения УО) гироскоп $Г_1$ начинает прецессировать вокруг вертикальной оси, стремясь совместить вектор своего кинетического момента, направленного вдоль оси вращения ротора, с вектором возмущающего момента $\mathbf{M}_z$. При повороте рамки гироскопа относительно платформы с датчика $Д_1$ снимается напряжение, пропорциональное углу поворота рамки гироскопа $Г_1$. Под действием этого напряжения двигатель $Дв_1$ развивает момент, направленный в сторону, противоположную $\mathbf{M}_z$. Прецессия гироскопа $Г_1$ продолжается до тех пор, пока внешний момент не уравновесится моментом двигателя $Дв_1$. Благодаря этому положение платформы остается неизменным.

При устранении внешнего момента компенсировавший его ранее момент разгрузочного двигателя вызовет прецессию гироскопа $Г_1$ в противоположную сторону. По мере обратной прецессии гироскопа $Г_1$ момент двигателя $Дв_1$ уменьшается и становится

а)



б)

Рис. 27-22. Гироскопическое угломерное устройство системы самонаведения.
а — функциональная схема; *б* — структурная схема.

равным нулю при возвращении рамки гироскопа $Г_1$ в исходное положение.

Таким образом, в системе силовой разгрузки гироскоп $Г_1$ выполняет роль индикатора момента $\mathbf{M}_z$ и совместно с датчиком $Д_1$ вырабатывает напряжение, необходимое для компенсации $\mathbf{M}_z$. Если вектор внешнего момента направлен вдоль или навстречу оси $O_к y_к$, то его компенсация осуществляется с помощью гироскопа $Г_2$, датчика $Д_2$ и разгрузочного двигателя $Дв_2$.

Итак, приложение внешних моментов к осям рамок *1* и *2* платформы не приводит к изменению ее ориентации и положения РСН. Вследствие этого при идеальной работе системы силовой разгрузки колебания УО вокруг центра масс не влияют на ошибки следящего измерителя. В состав последнего входят пеленгатор, включающий антенну *А*, радиоприемник и выходное устройство; трехстепенной гироскоп, образованный рамками *1* и *2* и роторами гироскопов $Г_1$ и $Г_2$; усилители мощности $УМ_1$ и $УМ_2$; коррекционные двигатели $КД_1$ и $КД_2$.

Так как оба измерительных канала работают идентично, то достаточно рассмотреть только один канал (например, канал определения координат в вертикальной плоскости).

При отклонении цели в плоскости $O_к x_к y_к$ на угол $\Delta\Theta$ относительно РСН на выходе пеленгатора вырабатывается напряжение

$$u_{п.у} = K_{п.у}\Delta\Theta.$$

Это напряжение усиливается усилителем мощности, в результате чего образуется сигнал

$$u_{ус} = \frac{K_{ус}}{T_у D + 1} u_{п.у}.$$

Сигнал $u_{ус}$ подводится к коррекционному двигателю $КД_1$, который развивает корректирующий момент *М*, равный:

$$M = K_{дв} u_{ус},$$

где $K_{дв}$ — коэффициент передачи коррекционного двигателя по моменту.

Под действием момента *М* начинает прецессировать гироскоп *Г*, который образован рамками *1* и *2* и роторами гироскопов $Г_1$ и $Г_2$. При этом угловая скорость $\dot{\varepsilon}_к$ прецессии оси $O_к x_к$ в вертикальной плоскости $O_к x_к y_к$ связана с моментом *М* следующим соотношением:

$$\dot{\varepsilon}_к = \frac{M}{H_г},$$

где $H_г$ — кинетический момент гироскопа *Г*.

Прецессия прекращается при совпадении РСН с линией визирования, когда напряжение $u_{п.у}$ становится равным нулю. Если с осью $O_к z_к$ связать движок потенциометра $П_1$ (рис. 27-22, *а*), средняя точка которого совпадает с продольной осью УО и вместе с корпусом потенциометра неподвижна относительно УО, то угол отклонения движка потенциометра после прекращения прецессии гироскопа *Г* станет равным:

$$\gamma_и = \varepsilon_к - \vartheta.$$

Сигнал $\gamma_и$, преобразованный в напряжение u_i потенциометром $П_1$, характеризует параметр рассогласования для прямого метода наведения. Подобный же сигнал для другой плоскости управления создается потенциометром $П_2$ (рис. 27-22, *а*).

Напряжения $u_{ус}$ и $u_{ус1}$, снимаемые с усилителей мощности, харктеризуют, как это будет показано дальше, составляющие угловой скорости линии визирования.

На основании приведенных выше уравнений можно найти структурную схему, изображенную на рис. 27-22, *б*. Здесь же показано напряжение $u_{ус}$.

В соответствии с этой схемой получается следующая зависимость между углом ε, характеризующим направление на цель в плоскости $O_к x_к y_к$, и угловым положением $\varepsilon_к$ равносигнального направления:

$$\varepsilon_к = \frac{K_\vartheta}{T_у D^2 + D + K_v}\varepsilon, \qquad (27\text{-}50)$$

где

$$K_v = \frac{K_{п.у} K_{ус} K_{дв}}{H_г}.$$

— коэффициент передачи измерителя по скорости.

Следовательно,

$$\gamma_и = \varepsilon_к - \vartheta = \frac{K_v}{T_у D^2 + D + K_v}\varepsilon - \vartheta. \qquad (27\text{-}51)$$

Отсюда следует, что ошибка $\Delta\Theta = \gamma - \gamma_и$ не зависит от угловых колебаний УО вокруг центра масс. Важно также подчеркнуть, что в установившемся режиме $\varepsilon_к = \varepsilon$ и $\gamma_и = \gamma$. В соответствии с рис. 27-22, *б* получаем также:

$$u_{ус} = \frac{K_{п.у} K_{ус}}{T_у D^2 + D + K_v}\dot{\varepsilon}. \qquad (27\text{-}52)$$

Это означает, что с точностью до переходных процессов $u_{ус}$ пропорционально $\dot{\varepsilon}$ и не зависит от ϑ. Соотношения (27-50)—(27-52) характеризуют динамические свойства измерителя при условии, что перекрестные связи между каналами и реакция антенны отсутствуют. Если все это учесть, то получаются несколько худшие результаты. Однако сделанный выше вывод о достаточно высокой точности измерения как угловой скорости линии визирования, так и угла между продольной осью УО и направлением на цель остается в силе.

Помимо механического, возможно также электрическое перемещение равносигнального направления.

Следящий измеритель с электрическим смещением равносигнального направления состоит из пеленгатора фазового типа и ис-

полнительного устройства, назначение которого сводится к формированию напряжений, питающих обмотки фазовращателей. Величины и знаки этих напряжений устанавливаются так, чтобы фазовращатели компенсировали изменение фазы у принятого сигнала, обусловленное смещением цели относительно РСН. В качестве исполнительного устройства могут быть использованы электромеханический, гидравлический, пневматический или гироскопический приводы, сочленяемые с потенциометрическими датчиками. Корпус каждого датчика скрепляется с корпусом УО, а движок — с осью гироскопа или выходным валом какого-либо двигателя.

У подобного измерителя антенная система неподвижна относительно УО, и ее ось совпадает с продольной осью УО. При совпадении оси антенной системы с направлением на цель входной сигнал пеленгатора равен нулю и гироскоп (для конкретности рассматривается устройство с гироприводом, подобным приведенному на рис. 27-22,*а*) занимает некоторое начальное положение, при котором напряжения, снимаемые с потенциометрических датчиков, расположенных в плоскостях $O_к x_к y_к$ и $O_к x_к z_к$, также равны нулю. При этом в каждую из антенн сигнал приходит с одинаковой фазой.

Смещение цели относительно РСН приводит к изменению фаз сигналов, поступающих в различные антенны антенной системы пеленгатора, появлению сигнала рассогласования, прецессии гироскопа и возникновению (в результате смещения движков потенциометров от нулевого положения) напряжения на обмотках ферритов фазовращателей. Ферриты повернут фазы принимаемых сигналов так, чтобы скомпенсировать фазовый сдвиг, вызванный смещением цели относительно РСН.

Когда фазовые сдвиги сигнала, обусловленные смещением цели, полностью скомпенсируются, сигнал рассогласования станет равным нулю и прецессия гироскопа прекратится.

Структурная схема, иллюстрирующая процессы в рассматриваемом измерителе для вертикальной плоскости, приведена на рис. 27-23.

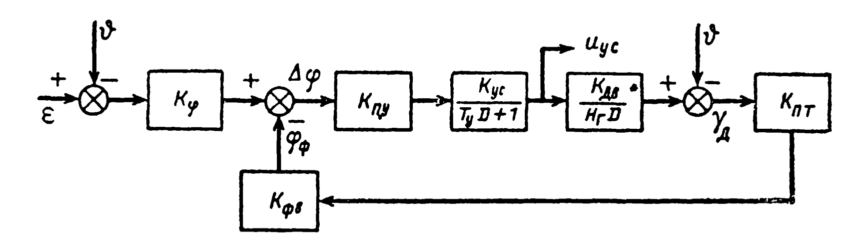


Рис. 27-23. Структурная схема угломерного устройства системы самонаведения при применении электрического перемещения РСН.

Для этой структурной схемы можно записать:

$$\varepsilon_к = \frac{K_v}{T_у D^2 + D + K_v \dfrac{K_{фв} K_{пт}}{K_\varphi}}\varepsilon + \frac{K_v\left(\dfrac{K_{фв} K_{пт}}{K_\varphi} - 1\right)}{T_у D^2 + D + K_v \dfrac{K_{фв} K_{пт}}{K_\varphi}}\vartheta,$$

где $K_\varphi = 2\pi d/\lambda$ — коэффициент передачи звена, преобразующего угол ε—ϑ в разность фаз φ; $K_{фв}$ и $K_{пт}$ — коэффициенты передачи фазовращателя и связанного с гироприводом потенциометрического датчика; $\varphi_ф$ — фазовый сдвиг, создаваемый фазовращателем.

Если выполняется условие $K_{фв}K_{пт} = K_\varphi$, то движения измерителя и угловые колебания УО полностью развязываются, вследствие чего $\varepsilon_к$ имеет ту же зависимость от ε, что и для гироскопического измерителя с механическим перемещением РСН.

При том же условии $K_{фв}K_{пт} = K_\varphi$ напряжение $u_{ус}$ определяется формулой (27-52), что говорит о том, что рассматриваемый измеритель способен измерять угловую скорость $\dot{\varepsilon}$ линии визирования.

Вместе с тем следует иметь в виду, что вследствие жесткой связи антенной системы с корпусом УО при больших углах упреждения в процессе наведения УО потребуются широкие диаграммы направленности антенн, приводящие к уменьшению дальности действия системы самонаведения.

В заключение отметим, что детальный анализ следящих измерителей можно найти в [Л. 1, 3].

27-4. КООРДИНАТОРЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПО РАДИОЗОНЕ

Системы управления по радиозоне могут быть основаны на использовании радиолокационных станций с коническим сканированием или различного рода радионавигационных устройств.

При применении РЛС с коническим сканированием получается система, называемая системой управления по радиолучу. Координатор системы управления по радиолучу имеет задачу сформировать напряжения, характеризующие линейные отклонения центра масс УО от равносигнального направления РЛС, которое должно совпадать с линией пункт управления — цель или пункт управления — упрежденная точка встречи.

В первом случае УО наводится по методу совмещения, а во втором — по одному из методов наведения центра масс УО с упреждением (в частности, по трехточечному методу параллельного сближения).

Координаторы систем управления по радиолучу

Упрощенная функциональная схема координатора, входящего в состав системы управления по радиолучу при наведении УО по методу совмещения, состоит из двух частей (рис. 27-24), одна из которых представляет собой РЛС, размещенную на пункте управления, а другая — радиоаппаратуру, расположенную на УО.

Если УО находится точно на РСН, то радиоимпульсы, принимаемые радиоаппаратурой УО от РЛС, будут иметь неизменную амплитуду. Отклонение УО от РСН приводит к амплитудной модуляции принимаемых импульсов; при этом небольшие угловые отклонения УО от РСН вызывают модуляцию практически гармоническим сигналом, угловая частота которого равняется угловой скорости вращения диаграммы направленности РЛС. Угловое положение антенны РЛС задается блоком управления антенной (БУА) по сигналам, вырабатываемым приемной установкой РЛС. Эти сигналы формируются в результате анализа энергии, поступающей от сопровождаемой цели.

Преобразование импульсов радиоаппаратурой УО, состоящей из антенны *А*, радиоприемника *ПРМ* и выходного устройства, сводится к выделению модулирующего напряжения, называемого сигналом рассогласования, усилению сигнала рассогласования и разложению его на две составляющие, характеризующие отклонение центра масс УО от РСН в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. На основании этих составляющих формируются управляющие воздействия, которые возвращают УО на РСН.

Для выделения указанных двух составляющих на УО необходимо иметь опорный сигнал, задающий начало отсчета фазы у огибающей принимаемых радиосигналов. Опорный сигнал передается с РЛС и, как уже отмечалось, характеризует закон вращения диаграммы направленности РЛС. Для этого двигатель вращения диаграммы направленности *Дв* (двигатель сканирования) антенны РЛС связывается с генератором опорного напряжения *ГОН*. Напряжение, вырабатываемое *ГОН*, подается в блок формирования опорного сигнала *БФОС*, который воздействует на синхронизатор. В синхронизаторе опорным сигналом производится частотная модуляция формирующих импульсов или их кодирование. В связи с этим различают два метода передачи опорного сигнала: метод частотно-импульсной модуляции — вобуляции и метод кодовых посылок.

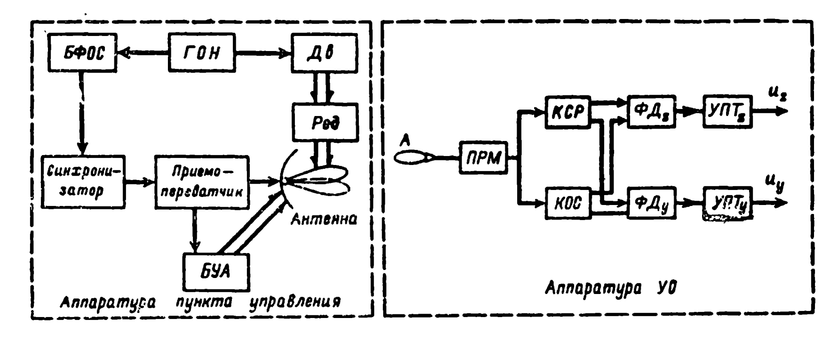


Рис. 27-24. Функциональная схема координатора системы управления по радиолучу.

БФОС — блок формирования опорного сигнала; *БУА* — блок управления антенной; *ПРМ* — радиоприемник; *ГОН* — генератор опорного сигнала; *Дв* — электродвигатель; *КСР* — канал сигнала рассогласования; *КОС* — канал опорного сигнала; *ФД* — фазовые детекторы; *УПТ* — усилители постоянного тока; *Ред* — редуктор.

Частотная модуляция импульсов используется для передачи опорного сигнала в связи с тем, что она достаточно просто реализуется технически. Для этого синхроимпульс модулируется напряжением, выработанным *ГОН* по ширине, а затем с помощью дифференцирующей цепи и ограничителя выделяются импульсы, соответствую-

щие срезам широтно-модулированных сигналов. Следует иметь в виду, что импульсы, модулированные по частоте, легко выделяются на УО, поскольку имеющаяся дополнительная амплитудная модуляция сравнительно просто устраняется ограничителями.

Метод кодовых посылок состоит в том, что в моменты пересечения максимумом диаграммы направленности осей координатной системы РЛС формируются не одиночные импульсы, а кодовые группы импульсов, содержащие два, три и т. д. импульсов с заданными интервалами между ними. В эти моменты времени возможна также передача импульсов, отличающихся по ширине от зондирующих сигналов РЛС.

На выходе радиоприемника УО образуются видеоимпульсы, отображающие величину и знак отклонения центра масс УО от РЛС, а также опорный сигнал. Эти импульсы поступают в два канала: канал сигнала рассогласования (КСР) и канал опорного сигнала (КОС).

Канал сигнала рассогласования, предназначенный для выделения и преобразования огибающей видеоимпульсов, включает детектор, усилитель и потенциометр дальностй. Детектор и усилитель в КСР по своему назначению и схемам подобны таким же устройствам в пеленгаторах с коническим сканированием. Амплитуда $U_у$ синусоидального сигнала, образующегося на выходе усилителя, равна:

$$U_у = U_и K_m K_д K_{ус} \varepsilon_{1л},$$

где $U_и$ — средняя амплитуда импульсов на выходе радиоприемника УО;

K_m — крутизна диаграммы направленности, равная

$$\frac{1}{F(\beta_0)}\left|\frac{dF(\beta)}{d\beta}\right|_{\beta=\beta_0};$$

$F(\beta)$ — функция, описывающая диаграмму направленности антенны РЛС;

β_0 — угол между максимумом диаграммы направленности антенны РЛС и РСН;

$K_д$ и $K_{ус}$ — коэффициенты передачи детектора и усилителя;

$\varepsilon_{1л}$ — угол между РСН и линией РЛС—УО.

Из приведенного выражения видно, что при $U_и=\text{const}$ амплитуда $U_у$ изменяется пропорционально $\varepsilon_{1л}$. Постоянство $U_и$ достигается применением высококачественной системы автоматической регулировки усиления. Чтобы $U_у$ была пропорциональна не углу $\varepsilon_{1л}$, а линейному отклонению h центра масс УО от РСН, в состав КСР включается потенциометр дальности, коэффициент передачи которого изменяется пропорционально расстоянию r_0 между РЛС и УО. Потенциометр дальности представляет собой обычный кольцевой потенциометр, питаемый напряжением, которое снимается с усилителя в КСР. Движок же этого потенциометра перемещается двигателем через редуктор в соответствии с изменением расстояния r_0. Включение двигателя происходит в момент пуска УО. Если скорость v_0 движения УО относительно РЛС постоянна, то потенциометр должен иметь равномерную намотку и сопротивление R_l участка, с которого снимается выходное напряжение, изменяется по закону

$$R_l = R^\circ \frac{n\omega_{дв} r_0}{v_0},$$

где R° — изменение сопротивления у потенциометра дальности при повороте его движка на один градус;

$\omega_{дв}$ — скорость вращения ротора двигателя;

n — передаточное число редуктора.

Тогда для амплитуды $U'_у$ напряжения, вырабатываемого потенциометром дальности, получим:

$$U'_у = \frac{R_l}{R_0} U_у = K_{п.д} r_0 U_у.$$

Здесь $K_{п.д} = \frac{R^\circ}{R_0 v_0} n\omega_{дв}$ — коэффициент передачи потенциометра дальности, имеющий размерность $1/м$ и показывающий, насколько увеличивается относительное напряжение на выходе потенциометра при изменении расстояния r_0 на 1 *м*; R_0 — полное сопротивление потенциометра дальности.

В результате всех отмеченных здесь преобразований в канале сигнала рассогласования образуется синусоидальное напряжение, амплитуда и фаза которого характеризуют величину и направление линейного отклонения центра масс УО от РСН радиолокационной станции.

При передаче опорного сигнала методом частотной модуляции импульсов, излучаемых РЛС, канал опорного сигнала (КОС) содержит включенные последовательно ограничитель, расширитель, фильтр, усилитель и устройство формирования.

С помощью ограничителя устраняется амплитудная модуляция, которая является паразитной для КОС. Расширитель, в качестве которого обычно служит пиковый детектор, предназначен для того, чтобы в спектре импульсов увеличить амплитуду составляющей, которая характеризует опорный сигнал. Эта составляющая выделяется фильтром и усиливается усилителем. Устройство формирования вырабатывает два синусоидальных или, что часто более целесообразно, импульсных напряжения, сдвинутых друг относительно друга на четверть периода сканирования антенны РЛС. Эти напряжения используются для управления фазовыми детекторами $ФД_z$ и $ФД_y$ в каналах z и y выходного устройства.

Поскольку в КСР поступают импульсы, одновременно модулированные по амплитуде и частоте следования, а в спектрах амплитудной и частотной модуляций импульсов

содержатся составляющие с частотами модуляции, то за счет частотной модуляции будут происходить искажения сигнала рассогласования в КСР. Для того чтобы эти искажения устранить, из КОС в КСР подается компенсирующее напряжение (это на рис. 27-24 не показано).

Если опорный сигнал передается методом кодовых посылок, то КОС содержит четыре декодирующих устройства и синхронизируемые мультивибраторы. С помощью цию, создающую РСН в заданном направлении.

В соответствии с рис. 27-24 может быть изображена структурная схема координатора. Такая схема, иллюстрирующая процессы в координаторе при работе его в вертикальной плоскости, показана на рис. 27-25; причем на схеме представлены лишь те элементы координатора, которые принимают непосредственное участие в образовании параметра рассогласования.

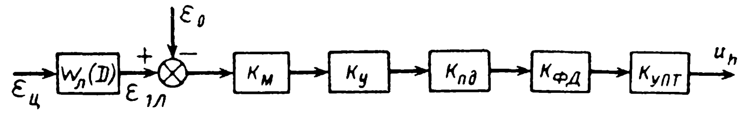


Рис. 27-25. Структурная схема координатора системы управления по радиолучу.

декодирующих устройств из общей последовательности импульсов, образующихся на выходе радиоприемника УО, выделяются импульсы, совпадающие по времени действия с последними импульсами в кодовых группах. Как уже отмечалось, кодовые группы импульсов формируются радиолокационной станцией в те моменты, когда максимум диаграммы направленности пересекает вертикальную и горизонтальную оси координатной системы РЛС. Поэтому можно считать, что выходные сигналы декодирующих устройств характеризуют те же самые координатные оси.

Импульсами декодирующих устройств обеспечивается синхронизация двух мультивибраторов, вырабатывающих опорные напряжения для фазовых детекторов $ФД_z$ и $ФД_y$.

Учитывая моменты формирования кодовых групп в РЛС, можно прийти к выводу о том, что на выходах синхронизируемых мультивибраторов будут образовываться прямоугольные импульсы, длительность и период повторения которых равняются половине периода и периоду сканирования антенны РЛС соответственно.

В то же время моменты возникновения этих импульсов отстоят друг от друга на время, равное одной четвертой части периода сканирования. Следовательно, выходные сигналы мультивибраторов аналогичны опорным напряжениям угломерных устройств с коническим сканированием (см. § 22-3).

С помощью $ФД_y$ и $ФД_z$ формируются напряжения постоянного тока, которые характеризуют продольное и боковое линейные отклонения центра масс УО от РСН. Эти напряжения после прохождения усилителей постоянного тока $УПТ_y$ и $УПТ_z$ подаются в исполнительное устройство. Если центр масс УО должен наводиться с упреждением, то помимо РЛС сопровождения цели и аппаратуры УО координатор системы управления по радиолучу должен содержать СРП, рассчитывающий необходимый угол упреждения по данным РЛС сопровождения цели, и радиолокационную стан-

$W_л(D)$ — передаточная функция следящей системы РЛС;

$K_{фд}$ и $K_{упт}$ — коэффициенты передачи фазового детектора и усилителя постоянного тока, а $k_м = U_и k_m k_д$.

При построении структурной схемы на рис. 27-25 предполагалось, что все элементы, входящие в радиоаппаратуру УО, безынерционны относительно угла $\varepsilon_{1л} - \varepsilon_0$.

Анализ координаторов, применяемых в системах управления по радиолучу, позволяет сделать следующие выводы:

ошибки определения угловых координат цели радиолокационной станцией оказывают непосредственное влияние на точность системы управления по радиолучу;

если угломерный канал РЛС не будет сбалансирован, то получится постоянная по величине угловая ошибка наведения УО;

при несбалансированной аппаратуре УО последний будет перемещаться параллельно РСН радиолокационной станции;

при отсутствии фазирования РЛС или аппаратуры УО получается такой же эффект, как и в координаторах системы самонаведения;

коэффициент передачи аппаратуры УО входит одним из сомножителей в общий коэффициент передачи системы управления, поэтому важно поддержание его номинального значения.

В заключение рассмотрения вопроса о координаторах систем управления по радиолучу отметим, что на вход радиоприемника УО поступают мощные импульсы РЛС. Поэтому при небольших дальностях действия УО допустимо использование простейших детекторных приемников. Более того, часто может потребоваться введение в волноводную систему аттенюаторов, затухание которых изменяется по программе с тем, чтобы предохранить входные каскады приемника от разрушения при малых r_0.

Координаторы с радионавигационными измерителями

Координаторы систем управления по радиозоне, использующие радионавигацион-

ные измерители, могут применяться для наведения УО по фиксированным траекториям. Это объясняется тем, что подобные измерители основаны на принципе активного ответа и способны определять лишь координаты УО. Ранее отмечалось, что координаторы систем наведения по фиксированным траекториям должны содержать измерители бокового отклонения УО, высоты его полета (или наклона продольной оси) и оставшейся дальности от УО до цели (или величины скорости движения УО). Радионавигационные измерители в системах управления по радиозоне пригодны для измерения бокового отклонения центра масс от опорной траектории. Вместе с тем некоторые из этих координаторов способны определять оставшуюся дальность.

В соответствии с типом применяемых радионавигационных измерителей координаторы подразделяются на угломерные, угломерно-дальномерные, дальномерные, разностно-дальномерные и доплеровские.

Угломерные координаторы измеряют только боковое отклонение УО и включают радиоаппаратуру, установленную на Земле и УО. Наземная часть координатора, именуемая р а д и о м а я к о м, размещается на пункте управления или вблизи от него. С помощью этой аппаратуры, состоящей из передающего устройства и антенны, формируется вертикальная равносигнальная плоскость, совпадающая с вертикальной плоскостью, в которой размещена опорная траектория УО. Формирование равносигнальной плоскости осуществляется путем качания диаграммы направленности в горизонтальной плоскости; при этом качание должно происходить в пределах угла, меньшего, чем ширина диаграммы направленности антенны. Возможно также применение вращающихся (сканирующих) диаграмм направленности. Однако при этом образуется не одна, а бесконечное множество равносигнальных плоскостей (РСП). Полет же УО по заданной РСП достигается соответствующим выполнением радиоаппаратуры УО. Для того чтобы на УО можно было определить сторону, в которую отклонился центр масс УО относительно РСП, с радиомаяка на УО передается опорный сигнал. Передача этого сигнала осуществляется теми же способами, что и в системах управления по радиолучу. Здесь лишь следует отметить, что в радиомаяках с непрерывным излучением и качанием диаграммы направленности в одной плоскости крайнее левое и правое положения диаграммы удобно обозначать путем модуляции несущего колебания двумя разными по частоте поднесущими колебаниями [Л. 1].

Радиоаппаратура УО содержит антенну, приемник и выходное устройство. В состав последнего, в свою очередь, входят канал сигнала рассогласования, канал опорного сигнала, фазовый детектор и усилитель постоянного тока. При этом используется лишь один фазовый детектор, реагирующий на боковые отклонения центра масс УО от РСП. Для того чтобы выходное напряжение координатора характеризовало линейное отклонение центра масс УО от РСП, в канале сигнала рассогласования устанавливается потенциометр дальности. Выходное напряжение u_z координатора при малых отклонениях УО от РСП равно:

$$u_z = K'_{\text{п.у}}\, z\,, \qquad (27\text{-}53)$$

где $K'_{\text{п.у}}$ — коэффициент, характеризующий выходное напряжение радиоаппаратуры УО при единичном боковом отклонении z его центра масс.

Угломерно-дальномерные координаторы служат для формирования сигналов, характеризующих удаление УО от наземной приемо-передающей станции и отклонение его центра масс от заданного маршрута по курсу. Имея эти сведения, можно найти оставшуюся дальность полета УО до цели.

Упрощенная функциональная схема угломерно-дальномерного координатора приведена на рис. 27-26. Наземная его часть представляет собой всенаправленный фазовый м а я к - о т в е т ч и к. Он состоит из приемника $ПРМ_1$ запросных импульсов, шифратора, предназначенного для кодирования ответных сигналов, радиопередатчика $ПРД_1$ и антенной системы A_{c1}. Диаграмма направленности антенной системы A_{c1}, имеющая вид многолепестковой кардиоиды, вращается с постоянной угловой скоростью $\Omega_м$. Благодаря этому импульсы радиомаяка в точке приема оказываются модулированными сигналом с частотой $\Omega_м$. Фаза огибающей принимаемых сигналов зависит от азимута точки приема. Опорный сигнал, необходимый для определения азимута, передается в виде кодированных импульсов, излучаемых при проходе направления на север максимума кардиоиды.

Радиоаппаратура УО содержит импульсный запросчик $ПРД_2$, приемник ответных импульсов $ПРМ_2$, канал измерения уг-

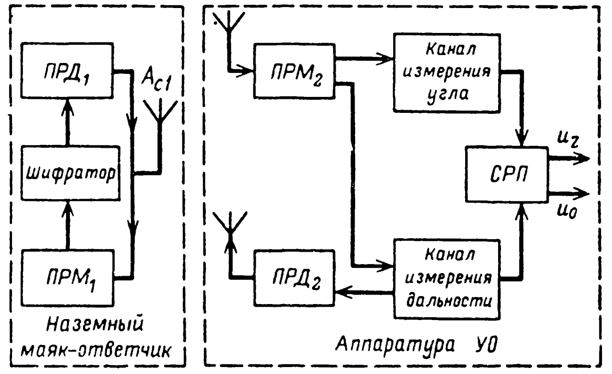


Рис. 27-26. Функциональная схема угломерно-дальномерного координатора.

ла, канал измерения дальности и счетно-решающий прибор *СРП*.

Дальность $r_{ом}$ между маяком и УО измеряется по времени между моментами излучения запросного импульса и приема ответного импульса. Синхронизация запросчика и запуск фантастрона дальности в канале измерения $r_{ом}$ осуществляются от одного синхронизатора, размещенного в канале измерения дальности. Положение ответных импульсов сравнивается во временном различителе с положением пары селекторных импульсов, сформированных из среза импульса фантастрона дальности. При наличии рассогласования между осями ответного и селекторных импульсов вырабатывается сигнал ошибки, воздействующий на управляющее устройство, роль которого выполняет электродвигатель и связанный с ним потенциометр. Напряжение потенциометра управляет длительностью импульса, формируемого фантастроном дальности. В процессе работы при помощи фантастрона дальности достигается совпадение осей ответного и селекторных импульсов. Вследствие этого напряжение на потенциометре управляющего устройства будет представлять собой аналог расстояния $r_{ом}$.

Принцип измерения угла состоит в определении фазы огибающей у принимаемых импульсов по отношению к фазе опорного сигнала. Поэтому канал измерения угла во многом подобен угломерному радионавигационному измерителю.

Поскольку географические координаты точек старта $O_с$, пункта управления (маяка) $O_м$ и изменения опорной траектории в вертикальной плоскости (перевода УО на снижение) O_1 известны, то по карте или путем расчетов могут быть найдены исходные данные для наведения. К ним относятся угловые координаты $\beta_ц$ и β_{01} цели и точки O_1, а также расстояния r_{01}, $r_{см}$ и $r_{01м}$ в горизонтальной плоскости $O_с x_{з.с} z_{з.с}$ (рис. 27-27). Помимо того, считается известным минимальное расстояние r_1 от пункта управления $O_м$ до оси $O_с x_и$, проходящей через точки старта $O_с$ и цель. Это расстояние определяется по карте или рассчитывается по формуле

$$r_1 = r_{01м} \sin(\beta_ц - \beta_{01}).$$

На УО измеряется дальность $r_{ом}$ между пунктом управления $O_м$ и УО, центр масс которого на рис. 27-27 обозначен точкой O_0. При этом предполагается, что наклонная дальность между точками $O_м$ и O_0 и ее проекция на горизонтальную плоскость практически совпадают. Если указанное условие не выполняется, то $r_{ом}$ может быть вычислена по известной высоте полета УО и наклонной дальности от точки $O_м$ до точки O_0. Помимо того, на УО измеряется угол β_0.

Из рис. 27-27 следует, что боковое отклонение z центра масс УО от опорной траектории $O_с Ц$ равно:

$$z = r_{ом} \sin(\beta_ц - \beta_0) - r_1, \quad (27\text{-}54)$$

а оставшаяся дальность $r_{ос}$ составляет:

$$r_{ос} = r_{01м} \cos(\beta_ц - \beta_{01}) - r_{ом} \cos(\beta_ц - \beta_0). \quad (27\text{-}55)$$

Формулы (27-54) и (27-55) определяют программу работы СРП, предназначенного для вычисления параметров рассогласования z

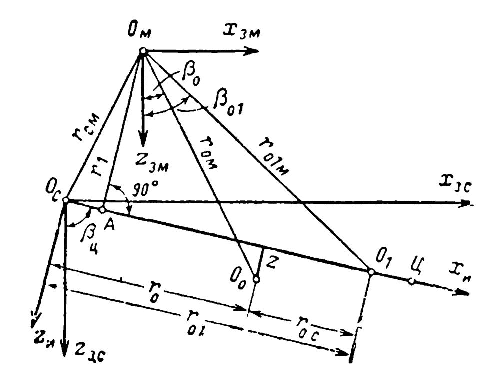


Рис. 27-27. Геометрические соотношения для угломерно-дальномерного координатора.

и $r_{ос}$. На выходе СРП получаются приборные аналоги u_z и $u_{ос}$ параметров рассогласования z и $r_{ос}$:

$$u_z = u_{ом} \sin(\beta_{ци} - \beta_{ои}) - u_1;$$

$$u_{ос} = u_{01м} \cos(\beta_{ци} - \beta_{01и}) - u_{ом} \cos(\beta_{ци} - \beta_{ои}),$$

где u_1, $u_{ом}$ и $u_{01м}$ — приборные аналоги расстояний r_1, $r_{ом}$ и $r_{01м}$; $\beta_{01и}$, $\beta_{ои}$ и $\beta_{ци}$ — приборные аналоги углов β_{01}, β_0 и $\beta_ц$.

Счетно-решающий прибор, осуществляющий получение напряжений u_z и $u_{ос}$, может быть выполнен по самым разнообразным схемам [Л. 1].

Рассмотрев принцип действия угломерно-дальномерного координатора, можно сделать вывод: с помощью одного комплекта наземной аппаратуры можно осуществить наведение нескольких УО. Для этого необходимо лишь ввести в СРП управляемого объекта соответствующие исходные данные.

Точность работы такого координатора зависит от ряда факторов. Она определяется прежде всего точностью расчетов и ввода исходных данных. Кроме того, на ошибки координатора влияют инструментальные погрешности устройств, формирующих текущие значения параметров рассогласования. Наконец, точность зависит от ошибок измерения дальности $r_{ом}$ и угла β_0, обусловленных наличием флуктуационных составляющих в принятом сигнале (шумы приемных устройств) и внешних радиопомех. Эти ошибки могут быть сведены к минимуму.

Дальномерные координаторы служат для определения местоположения УО путем измерения расстояния между УО и двумя наземными пунктами, координаты которых

известны с высокой точностью. Наземный комплекс такого координатора состоит из станций *А* и *Б* (рис. 27-28). Каждая из этих станций, расположенных на расстоянии $r_б$ друг от друга, содержит антенную систему, приемник *ПРМ*$_1$ запросных сигналов и ответчик *ПРД*$_1$.

В состав аппаратуры УО входит передатчик запросных сигналов *ПРД*$_2$, управля-

Задача об определении параметров рассогласования u_z и $u_{ос}$ для каналов бокового отклонения и оставшейся дальности применительно к дальномерному координатору решается неоднозначно, т. е. тожет быть предложено несколько разновидностей формул, характеризующих u_z и $u_{ос}$. Поэтому приведем лишь один возможный вариант уравнений рассогласования, когда они сво-

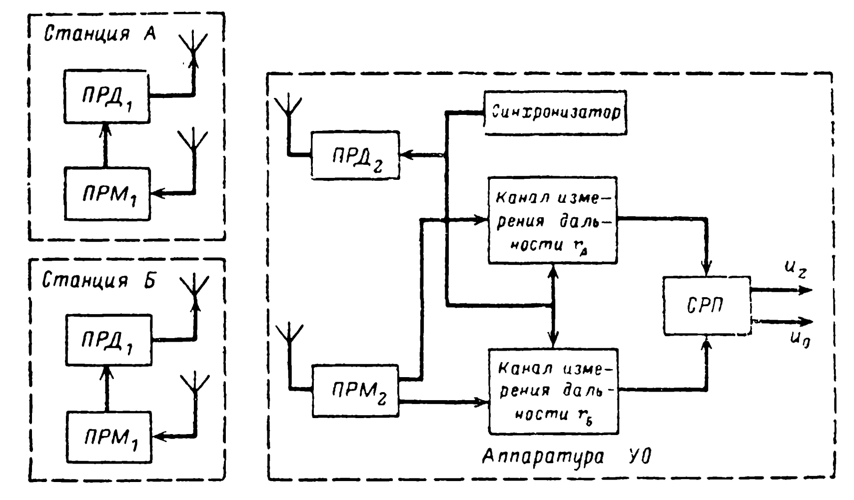


Рис. 27-28. Функциональная схема дальномерного координатора.

емый синхронизатором, приемник *ПРМ*$_2$, два канала измерения дальности и счетно-решающий прибор СРП.

В импульсных дальномерных системах расстояния $r_А$ и $r_Б$, характеризующие удаление УО от наземных станций *А* и *Б*, измеряются по запаздыванию ответных сигналов от станций *А* и *Б* по отношению к моменту излучения запросного импульса.

Для систем с непрерывным излучением целесообразным является фазовый метод измерения дальности, при котором расстояние между передатчиком и приемником оказывается пропорциональным разности фаз запросных и ответных несущих (или поднесущих) колебаний.

Величинами, которые известны до старта УО, являются: расстояние $r_б$ между станциями *А* и *Б* (база системы), расстояния от каждой из станций *А* и *Б* до точки $O_с$ старта УО и до точки O_1, где должна изменяться опорная траектория УО в вертикальной плоскости (например, должно начинаться снижение УО). Помимо того, известно расстояние между точками $O_с$ и O_1, а также угол $\beta_ц$, характеризующий направление опорной траектории $O_сЦ$. Измеряемыми величинами в процессе наведения являются расстояния $r_А$ и $r_Б$. Геометрическая иллюстрация процесса наведения УО в горизонтальной плоскости показана на рис. 27-29, где, как и раньше, точкой O_0 обозначена проекция центра масс УО на горизонтальную плоскость $O_сx_{з.с}z_{з.с}$.

дятся к аналогичным уравнениям угломерно-дальномерного координатора.

Для того чтобы можно было записать уравнения рассогласования в форме (27-54) и (27-55), необходимо угол β_0 выразить через известные и измеряемые величины, а расстояния $r_{ом}$, r_1 и $r_{о1м}$ заменить на $r_А$, $r_{о1А}\sin(\beta_ц-\beta_{о1})$ и $r_{о1А}$ соответственно.

На основании рис. 27-29 можно найти, что

$$\beta_0 = \beta_Б - 2\,\mathrm{arctg}\frac{r}{p - r_Б}, \qquad (27\text{-}56)$$

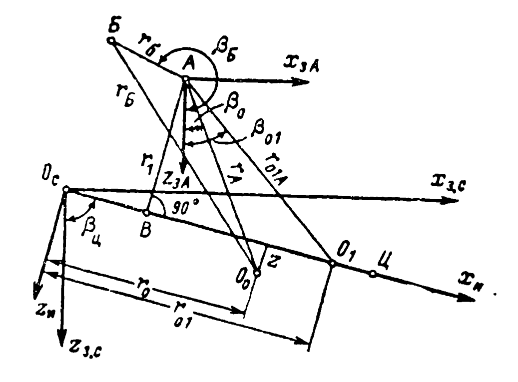


Рис. 27-29. Геометрические соотношения для дальномерного координатора.

где $\beta_Б$ — угол, характеризующий положение станции $Б$ относительно оси $Az_{зА}$, параллельной прямой

$$O_c = z_{з.с};$$

$$p = 0,5\,(r_A + r_Б + r_б); \quad (27\text{-}57)$$

$$r = \sqrt{\frac{(p - r_A)(p - r_Б)(p - r_б)}{p}} \quad (27\text{-}58)$$

При реализации СРП, выполняющего операции в соответствии с формулами (27-56)—(27-58), координатор с дальномерными радионавигационными измерителями позволяет осуществлять одновременное наведение УО по ортодромическим траекториям, расположенным произвольно относительно базовой линии $АБ$. Однако структура СРП при этом получается весьма сложной. Ее существенное упрощение имеет место лишь при наведении УО по опорной траектории, проекция которой на горизонтальную плоскость проходит через центр базы $АБ$ по нормали к ней или представляет собой окружность с центром в точке $А$ или $Б$ (рис. 27-29). Если движение УО происходит по прямой, нормальной к отрезку $АБ$ и проходящей через его середину, то

$$z \approx \frac{r_Б - r_A}{r_б}\, r_o,$$

$$r_{ос} \approx r_{о1}\sqrt{r_A^2 - 0,25\,r_б^2},$$

где $r_{о1}$ — расстояние от центра масс УО до середины отрезка $АБ$. При движении УО на заданной высоте по окружности с центром в точке $А$

$$z = r_{Ao} - r_A;$$

$$r_{ос} = r_{Бo} - r_Б,$$

где r_{Ao} — заданное значение расстояния от УО до станции $А$;

$r_{Бo}$ — расстояние от станции $Б$ до УО, которое соответствует точке изменения опорной траектории в вертикальной плоскости.

В заключение отметим, что дальномерные координаторы обеспечивают высокую точность формирования параметров рассогласования.

Разностно-дальномерные координаторы используют гиперболические (разностно-дальномерные) системы радионавигации. Гиперболическая система состоит из аппаратуры, установленной на УО, и двух пар наземных станций $А_1$, $Б_1$ и $А_2$, $Б_2$, расположенных в различных точках. Каждая пара наземных станций, работая синхронно между собой, излучает импульсы со стабильной частотой повторения на несущих частотах f_1 и f_2. С помощью аппаратуры, установленной на УО и состоящей из приемников $А_1Б_1$ и $А_2Б_2$, предназначенных для приема сигналов станций $А_1$, $Б_1$ и $А_2$, $Б_2$, а также счетно-решающего прибора СРП, эти импульсы принимаются и измеряется разность времени $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$ прихода импульсов от одной и от другой пар наземных станций. Величины $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$ пропорциональны разностям расстояний $\Delta r_1 = r_{A1} - r_{Б1}$ и $\Delta r_2 = r_{A2} - r_{Б2}$, где r_{A1}, r_{A2}, $r_{Б1}$ и $r_{Б2}$ — расстояния от УО до станций $А_1$, $А_2$, $Б_1$, $Б_2$ соответственно.

Линии постоянных разностей расстояний от двух точек на плоскости представляют собой семейство гипербол. Поэтому положение УО с помощью разностно-дальномерной радионавигационной системы определяется как точка пересечения двух гипербол, каждая из которых соответствует измеренному значению разности расстояний.

Функциональная схема координатора, построенного на базе разностно-дальномерной радионавигационной системы, представлена на рис. 27-30. Каждая из наземных станций содержит синхронизатор, приемник, передатчик и антенную систему. Согласование работы двух станций, образующих пару, достигается тем, что одна из них, называемая ведущей, синхронизирует другую — ведомую. Передатчик ведущей станции вырабатывает радиоимпульсы, частота следования которых строго стабилизирована син-

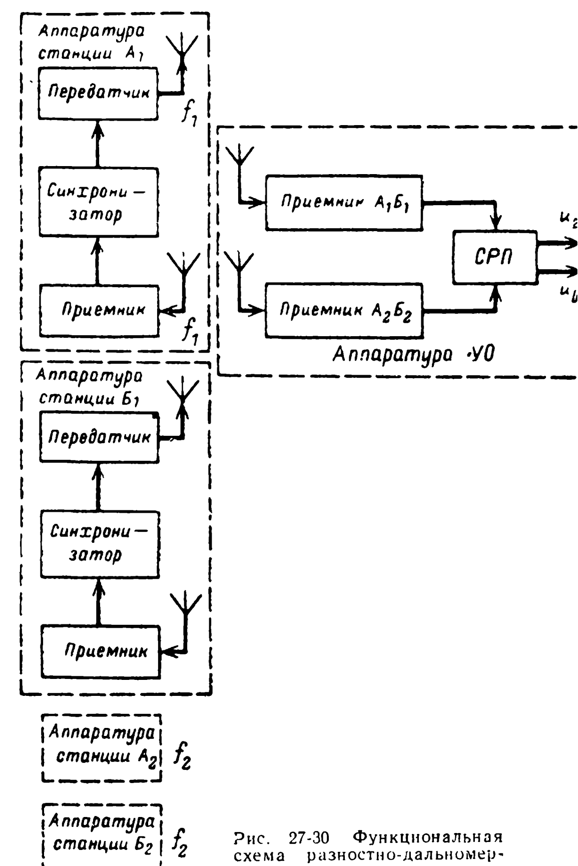


Рис. 27-30. Функциональная схема разностно-дальномерного координатора.

хронизатором. Эти импульсы принимаются приемником УО и приемником ведомой станции. Антенна передатчика, входящая в состав ведомой станции, переизлучает сигналы ведущей станции. Переизлученные сигналы также поступают на УО. Поскольку каждая из станций, образующих одну пару, может быть как ведущей, так и ведомой, аппаратура их совершенно идентична.

Для того чтобы на УО можно было различить сигналы ведущей и ведомой станций, они маркируются кодом или излучаются со строго фиксированной задержкой.

Вторая пара станций A_2, $Б_2$ работает подобным же образом. Однако их несущая частота f_2 отличается от несущей частоты f_1 станций A_1, $Б_1$. Это дает возможность раздельного приема сигналов, излучаемых станциями первой и второй пар.

Если проекция опорной траектории УО на горизонтальную плоскость земной системы координат представляет собой ортодромию, произвольно ориентированную относительно наземных станций, то структура СРП получается весьма сложной. Сравнительно простым СРП оказывается в тех случаях, когда проекция опорной траектории на указанную выше плоскость представляет собой одну из гипербол. Если, например, центр масс УО должен двигаться по одной из гипербол, задаваемых станциями A_1 и $Б_1$, то при достаточно большом удалении УО от базы A_1, $Б_1$ получается следующее выражение, характеризующее линейное боковое отклонение z [Л. 1]:

$$z = \frac{r_{\text{пр}}}{r_{б1}\sin\beta_a} \times$$

$$\times\left[\left(r_{A1} - r_{Б1}\right)_0 - \left(r_{A1} - r_{Б1}\right)\right], \quad (27\text{-}59)$$

где $r_{\text{пр}}$ — расстояние от центра базы до УО, задаваемое программным механизмом; $r_{б1}$ — расстояние между станциями A_1 и $Б_1$ (база); β_a — угол между асимптотой выбранной гиперболы и базовой линией, соединяющей станции A_1 и $Б_1$; $(r_{A1} - r_{Б1})_0$ — разность расстояний, определяющая выбранную гиперболу; $r_{A1} - r_{Б1}$ — текущая разность расстояний от УО до станции A_1 и $Б_1$, измеряемая на УО.

При наведении УО по так называемой нулевой гиперболе, проходящей по нормали к базе через ее центр, для которой $(r_{A1} - r_{Б1})_0 = 0$ и $\sin\beta_a = 1$,

$$z = -\frac{r_{\text{пр}}}{r_{б1}}\left(r_{A1} - r_{Б1}\right).$$

Параметр рассогласования, характеризующий оставшуюся дальность между УО и целью в горизонтальной плоскости, определяется с помощью сигналов второй пары станций и оказывается равным:

$$r_{\text{ос}} = \left(r_{A2} - r_{Б2}\right)_0 - \left(r_{A2} - r_{Б2}\right), \quad (27\text{-}60)$$

где $(r_{A2} - r_{Б2})_0$ — разность расстояний, соответствующая гиперболе, которая проходит через точку изменения опорной траектории УО в вертикальной плоскости (например, точку, в которой начинается снижение УО).

Когда $r_{\text{ос}}$ становится равным нулю, т. е. при пересечении гиперболы, соответствующей второй паре станций, и гиперболы, с которой совмещается центр масс УО, формируется команда на изменение опорной траектории УО в вертикальной плоскости.

Недостатком наведения УО по гиперболической опорной траектории является неизбежная ее кривизна. Можно, однако, при сравнительно простом СРП обеспечить наведение УО с помощью разностно-дальномерного координатора и по опорной траектории, близкой к ортодромической. Для этого необходимо подобрать определенный закон, по которому УО пересекал бы оба семейства гипербол. В качестве такого закона можно принять, например, закон равных приращений, сущность которого сводится к следующему.

В процессе наведения УО отношение

$$\frac{\Delta r_1 - \Delta r_{\text{н}1}}{\Delta r_2 - \Delta r_{\text{н}2}}$$

должно оставаться неизменным и равным некоторой величине b.

Здесь

$$\Delta r_{\text{н}1} = \left(r_{A1} - r_{Б1}\right)_{\text{н}} \text{ и } \Delta r_{\text{н}2} = \left(r_{A2} - r_{Б2}\right)_{\text{н}}$$

характеризуют разности расстояний в начальной точке наведения для первой и второй пар станций, а Δr_1 и Δr_2 — аналогичные разности расстояний для любого текущего момента времени. Опорная траектория, задаваемая таким образом, иногда называется гиперболодромией. Параметр рассогласования z при наведении УО по гиперболодромии равен:

$$z = (\Delta r_1 - \Delta r_{\text{н}1}) - b(\Delta r_2 - \Delta r_{\text{н}2}),$$

а для определения оставшейся дальности $r_{\text{ос}}$ продолжает быть справедливым уравнение (27-60).

Счетно-решающий прибор для координаторов с разностно-дальномерными радионавигационными измерителями может выполняться в соответствии с весьма разнообразными способами. Один из примеров построения СРП, с помощью которого формируется параметр рассогласования на основании уравнения (27-59), приведен в [Л. 1].

Можно показать, что измерение параметров рассогласования с помощью разностно-дальномерных координаторов осуществляется с довольно малыми ошибками, если $\sin\beta_a$ близок к единице. Это объясняется тем, что в образовании z, кроме угла β_a, участвуют лишь разности расстояний.

Принцип действия *доплеровских координаторов* основан на том, что на УО измеряются его радиальные скорости движения относительно нескольких назем-

ных станций. При использовании, например, двух наземных станций, можно обеспечить движение УО по гиперболе. Для этого достаточно на УО определять разность расстояний, получающихся в результате интегрирования радиальных скоростей УО относительно двух наземных станций (с учетом начальных условий), и поддерживать ее равной заранее заданному значению. При этом, конечно, как и при использовании всех рассмотренных ранее координаторов с радионавигационными измерителями, потребуется фиксировать полет УО по высоте. Определение разности расстояний УО относительно другой пары наземных станций позволит знать положение УО еще на одной гиперболе. Отсюда следует, что с геометрической точки зрения допплеровские координаторы аналогичны разностно-дальномерным координаторам. Их отличие состоит только в типах применяемых измерителей и в накоплении ошибки в процессе измерений (за счет интегрирования погрешностей, возникающих при введении начальных условий).

В заключение отметим, что в тех случаях, когда высота опорной траектории УО должна изменяться, того количества наземных станций, которое указывалось выше, оказывается недостаточным. Это связано с тем, что положение точки в пространстве может быть задано тремя пересекающимися поверхностями: сферами, гиперболоидами и плоскостями для дальномерных, разностно-дальномерных и угломерных координаторов.

27-5. КООРДИНАТОРЫ СИСТЕМ КОМАНДНОГО РАДИОУПРАВЛЕНИЯ И АВТОНОМНЫХ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

Функциональные схемы координаторов для систем командного радиоуправления

Координаторы систем командного радиоуправления отличаются весьма большим разнообразием, что в основном связано с широким кругом задач, которые могут решаться этими системами.

Наиболее просто параметры рассогласования определяются при решении задач по управлению состоянием УО по заранее заданной программе (включение генераторов на электростанции, изменение пропускной способности нефтепровода, включение передающих телевизионного или радиотелеметрического устройств на искусственном спутнике Земли и т. д.). В этих случаях требуется установить лишь соответствие состояния УО и принятой программы. Если необходимое соответствие отсутствует, то передается команда управления, под действием которой изменяется состояние УО.

Координатор системы, управляющий программным изменением состояния УО, должен, очевидно, включать программное устройство, датчики, фиксирующие состояние УО, радиолинию связи, с помощью которой передается информация датчиков на пункт управления, и стрелочные приборы или сигнальные лампочки, позволяющие определять действительные состояния УО и выполнение команд управления. Сравнение программ с показаниями стрелочных приборов или анализ сигнальных лампочек может производиться человеком (оператором) или автоматически.

Иногда программа не может быть заранее определена. В этих случаях требуется знать не только состояние УО, но и удовлетворение им тем требованиям, которые к нему предъявляются. Так, знания лишь о количестве генераторов, работающих в данное время на электростанции, могут быть недостаточными, поскольку может оказаться, что по тем или иным причинам нагрузка резко возросла или уменьшилась. При решении подобных задач по управлению состоянием УО координатор должен содержать все элементы, отмеченные при рассмотрении простейшего случая, за исключением программного устройства. Последнее должно быть заменено прибором, контролирующим эффективность управления и влияние внешних возмущений на состояние УО.

Координаторы систем первого вида, используемые для управления перемещением подвижных УО из одной точки пространства в другую, отличаются тем, что все измерители располагаются вне УО и включают автоматические измерители координат целей и управляемых объектов относительно пункта управления, а также счетно-решающие приборы (СРП), которые формируют параметры рассогласования (рис. 27-4, *а*). СРП могут быть как аналоговыми, так и цифровыми.

Если системы командного радиоуправления первого вида являются неавтоматическими, то координаты целей определяются оператором с помощью приборов, позволяющих наблюдать за сигналами цели. При этом необходимые сведения об УО и параметры рассогласования получаются обычно автоматически. В ряде случаев неавтоматически могут определяться не только координаты цели, но и параметры рассогласования (см. § 27-1, рис. 27-4, *а*).

Координаторы систем второго вида характеризуются тем, что основная контролирующая аппаратура размещается на управляющем объекте (рис. 27-31).

Координатор содержит визирное устройство, систему передачи данных и индикатор. На визирное устройство информация о цели (контролируемом процессе, космическом корабле и т. д.) может поступать в виде световых, тепловых или радиосигналов. Визирное устройство координатора включает преобразователь, содержащий в общем случае чувствительный элемент и развертывающую систему, а также устройство формирования сигналов, отображающих измерительную систему координат.

Чувствительный элемент (передающая телевизионная трубка с соответствующей

оптической системой, радиолокационный приемник с антенной, радиотелеметрический датчик и т. д.) воспринимает энергию, поступающую на него, а развертывающая система (если она имеется) производит поэлементный обзор заданного района. Электрическое напряжение, получающееся на выходе преобразователя, отображает наблюдаемые цели (процессы) и содержит сигналы синхронизации, характеризующие работу

Сигнал, образующийся на выходе сумматора Σ, поступает в передатчик и транслируется на пункт управления. Из выходного напряжения приемника дешифратор на основе заданных кодовых признаков выделяет сигналы измерительной системы координат и сигналы синхронизации. Сигналы, характеризующие цели, также выделяются в отдельные цепи или без разделения передаются на индикатор. Заметим, что пере-

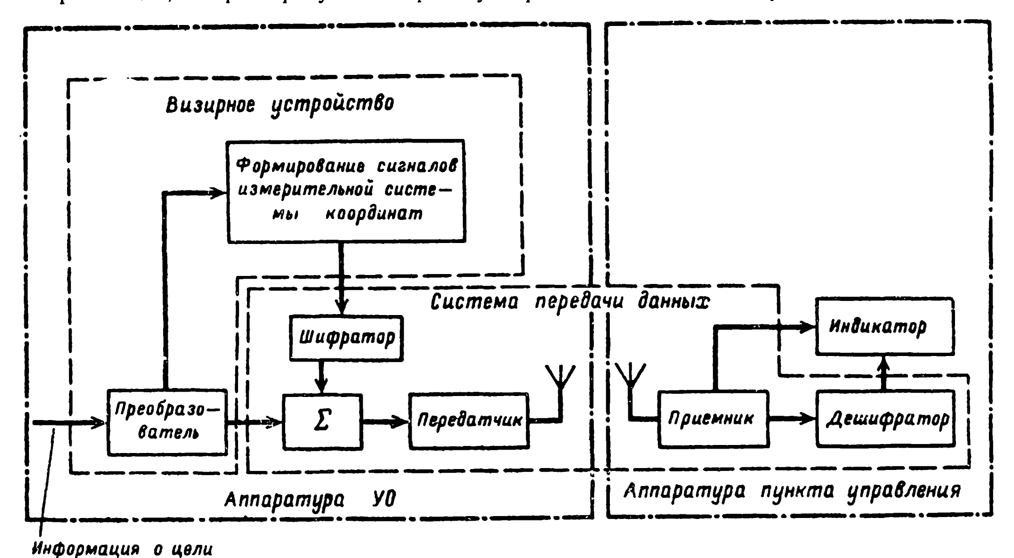


Рис. 27-31. Функциональная схема координатора для системы командного радиоуправления второго вида.

развертывающей системы. Это напряжение поступает на суммирующее устройство Σ, куда подается также напряжение с шифратора, связанного с устройством формирования сигналов, которые характеризуют измерительную систему координат. При использовании, например, радиолокационной станции (антенна которой имеет иглообразную диаграмму направленности) и наведении УО по прямому методу этим устройством формируются импульсы. Они возникают в те моменты времени, когда максимум диаграммы направленности пересекает вертикальную и горизонтальную поперечные оси УО. На экране электроннолучевого индикатора на пункте управления упомянутые импульсы создают светящееся изображение электронного перекрестия, центр которого характеризует точку пересечения продольной оси УО с плоскостью экрана индикатора. Если помимо перекрестия на экране индикатора имеются отметки целей, то легко определить их положение относительно продольной оси УО.

В тех случаях, когда на УО устанавливается передающая телевизионная установка, необходимые оси измерительной системы координат на пункте управления получаются в результате нанесения соответствующих темных линий на экране электронной передающей трубки.

дача совокупного напряжения с выхода приемника на индикатор пригодна обычно при применении телевизионных и радиолокационных устройств в качестве преобразователей. В этих случаях сигналы синхронизации используются для управления индикатором (рис. 27-31) с тем, чтобы развертка электронного луча в индикаторе осуществлялась синхронно с работой развертывающей системы на УО.

Шифратор, дешифратор, суммирующее устройство, передатчик и приемник образуют *систему передачи данных* (систему трансляции). Получающиеся на индикаторе изображения или отклонения стрелок позволяют оператору определить параметр рассогласования в заранее выбранной системе координат и сформировать необходимые команды управления.

Координаторы для систем третьего вида. С их помощью производится сближение УО с пунктом управления. В этих системах измерители могут находиться как на УО, так и на пункте управления.

Когда измерители размещены на УО, формирование параметров рассогласования производится так же, как и в координаторах второго типа. При измерении параметров движения УО с пункта управления получается координатор, близкий к координатору первого типа, если в нем потребное

движение УО относительно пункта управления определено заранее разработанной программой.

Визирные устройства

Переработка информации о координатах цели и УО в системах командного радиоуправления производится устройствами, называемыми иногда **системами контроля** или **визирными устройствами**. Визирные устройства бывают оптические (с визуальным наблюдением), телевизионные, радиолокационные, радионавигационные, радиотелеметрические (включая и системы радиосигнализации) и комбинированные (комплексные). При этом комбинированные измерители представляют собой совокупность радиотехнических и нерадиотехнических датчиков информации, корректирующих друг друга в процессе наведения УО. Применение того или иного измерителя зависит от решаемых задач и характера измеряемых параметров.

В наиболее простых системах радиоуправления наблюдение за управляемым объектом осуществляется оператором *непосредственно или с помощью оптических приборов*. Для увеличения дальности наблюдения на управляемом объекте часто устанавливаются сигнальные огни. Оптические системы визирования характеризуются высокой разрешающей способностью и простотой технической реализации. Однако этим системам присущ ряд серьезных недостатков. Основными из них являются: небольшая дальность действия, ограничиваемая условиями геометрической видимости, а также зависимость работы от метеоусловий и времени суток.

С увеличением дальности точность, с которой определяется положение управляемого объекта по отношению к требуемому, ухудшается. Оптические измерители пригодны для измерения только внешних параметров движения управляемого объекта, т. е. для определения его координат, направления движения и т. д.

Телевизионное визирное устройство состоит из двух частей, одна из которых (передающая установка) располагается на управляемом объекте, а другая (приемная установка) — на пункте управления (наблюдения). По изображению на экране приемной установки можно судить о состоянии управляемого процесса или положении управляемого объекта относительно окружающих его предметов.

В отличие от оптической системы телевизионное визирное устройство позволяет контролировать как внешние параметры движения управляемого объекта, так и состояние различных агрегатов и процессов внутри этого объекта. Последняя задача может решаться следующим образом. Параметры процессов, которые необходимо контролировать, индицируются с помощью соответствующих приборов, расположенных на приборной доске. Изображение приборной доски с имеющимися на ней приборами передается по телевизионному каналу на пункт управления, где производится фотографирование или визуальный анализ изображений на экране приемной трубки. Возможна и непосредственная телевизионная передача информации о состоянии управляемого объекта и протекающих на нем процессах.

Телевизионные системы используются в промышленности для контроля технологических процессов, наблюдение за которыми связано с неудобствами или же с опасностью для здоровья и жизни людей, в медицине, в диспетчерской службе на железных дорогах и т. д.

За последние годы телевизионные системы получили широкое распространение на космических кораблях и искусственных спутниках Земли для контроля за работой различных систем и агрегатов, наблюдения за состоянием космонавтов и т. д. Телевизионные визирные устройства отличаются наглядностью получаемого изображения и высокой разрешающей способностью, но недостаток их состоит в том, что качество получаемого изображения сильно зависит от метеоусловий и времени суток.

Радиолокационные визирные устройства весьма широко используются для определения координат и других внешних параметров движения управляемых объектов. Особенно большое применение они находят в радиотехнических системах управления различными летательными аппаратами (самолеты, ракеты, космические корабли, искусственные спутники Земли).

Как известно, радиолокационные станции могут быть автоматическими и неавтоматическими измерителями координат как управляемых объектов, так и целей. В системах радиоуправления основное применение находят автоматические РЛС.

Автоматические и неавтоматические визиры, в свою очередь, делятся на два класса Визиры первого класса характеризуются тем, что одна радиолокационная станция может определять координаты только одной цели или одного УО. Каждая из радиолокационных станций, относящихся к визирам второго класса, способна измерять координаты нескольких УО и нескольких целей в заданных секторах по углам наклона и азимута.

В качестве визиров первого класса могут использоваться радиолокационные станции как с интегральным, так и мгновенным равносигнальными направлениями. Измерение координат визирами второго класса основывается на так называемом **методе пачек**.

Радиолокационные визиры УО, входящие в состав координаторов первого типа, работают обычно по сигналам ответчиков.

Радиолокационные визиры координаторов второго типа подразделяются на **пассивные**, **полуактивные** и **активные**. Работа пассивных визиров основана на наличии радиоизлучения у всех предме-

тов, которые имеют температуру, отличную от абсолютного нуля. Если на УО устанавливаются радиолокационный передатчик и приемник, то визир становится активным. Когда радиолокационный передатчик размещается вне УО, образуется полуактивный визир.

С точки зрения веса и габаритов более целесообразны пассивные и полуактивные визиры. Однако дальность действия пассивных радиолокационных станций не превышает нескольких километров.

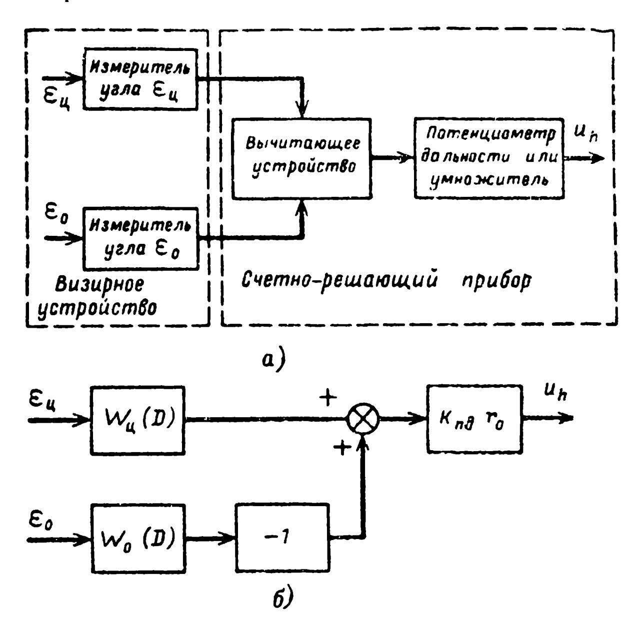


Рис. 27-32. Координатор системы командного радиоуправления при наведении по методу совмещения.

а — функциональная схема; *б* — структурная схема.

Вследствие использования диапазона УКВ дальность действия радиолокаторов ограничивается условиями геометрической видимости, в пределах которой дальность действия определяется мощностью передатчика РЛС, направленностью антенной системы, чувствительностью приемника и эффективной отражающей площадью цели.

Радионавигационные визирные устройства систем командного радиоуправления измеряют внешние параметры управляемых объектов на пункте управления. При определении этих параметров могут быть использованы угломерные, угломерно-дальномерные, дальномерные, разностно-дальномерные и допплеровские радионавигационные измерители.

Радиотелеметрические системы (РТС, в том числе и системы радиосигнализации) позволяют измерять и контролировать параметры различных процессов; причем радиотелеметрические системы позволяют получить высокую точность измерений. С помощью РТС могут определяться также и внешние параметры управляемых объектов. В связи с этим РТС оказываются удобными измерительными устройствами для значительного числа типов систем командного радиоуправления.

Системы передачи данных (СПД), используемые в координаторах для передачи информации с измерителей на пункт управления, строятся в соответствии с теми же принципами, что и многоканальные системы связи или многоканальные радиотелеметрические системы. Однако при трансляции радиолокационных сигналов без предварительной обработки требуются СПД с весьма широкой полосой пропускания.

Счетно-решающие приборы и структурные схемы координаторов

Счетно-решающие приборы (СРП), применяющиеся в координаторах систем командного радиоуправления, как и СРП систем управления по радиозоне, могут быть аналоговыми или цифровыми. В каждом конкретном случае состав СРП и решаемые им задачи определяются уравнениями рассогласования и заданными видами входных и выходных сигналов.

Конкретный вид функциональной и структурной схем координатора также определяется уравнениями рассогласования и типами используемых измерителей и СРП. Если, например, применяются радиолокационные визиры и должно осуществляться наведение УО по методу совмещения, то, как это следует из уравнения рассогласования (27-36), необходимо измерить углы $\varepsilon_ц$ и $\varepsilon_о$ (или непосредственно их разность), а программное устройство должно вырабатывать сигнал, характеризующий расстояние $r_{пр} \approx r_о$. При этом получается функциональная схема координатора, изображенная на рис. 27-32, *а* (без учета радиоответчика).

Измерители углов $\varepsilon_ц$ и $\varepsilon_о$ формируют напряжения $u_ц$ и $u_о$, однозначно связанные с $\varepsilon_ц$ и $\varepsilon_о$. В СРП образуется напряжение $\Delta u = u_ц - u_о$, которое подается на электронный умножитель или потенциометр дальности, увеличивающий Δu в $K_{п.д} r_{пр}$ раз, где $K_{п.д}$ — коэффициент передачи умножителя или потенциометра дальности.

В соответствии с изложенным можно написать следующее уравнение координатора, вырабатывающего напряжение u_h, которое необходимо для наведения УО в вертикальной плоскости по методу совмещения:

$$u_h = K_{п.д} r_{пр} (u_ц - u_о).$$

Данному уравнению удовлетворяет приведенная на рис. 27-32, *б* структурная схема. При этом передаточные функции $W_ц(D)$ и $W_о(D)$ характеризуют процессы, происходящие в радиолокационных измерителях углов $\varepsilon_ц$ и $\varepsilon_о$. Рассматриваемый координатор

представляет собой систему с переменными параметрами. Это следует из того, что $r_{пр} \approx r_о$ является функцией времени. Подобные же функциональная и структурная схемы получаются и при иных типах измерителей.

Для координатора, осуществляющего формирование параметра рассогласования в соответствии с уравнением (27-40) с учетом того, что $\Delta_{пу}$ определяется формулой

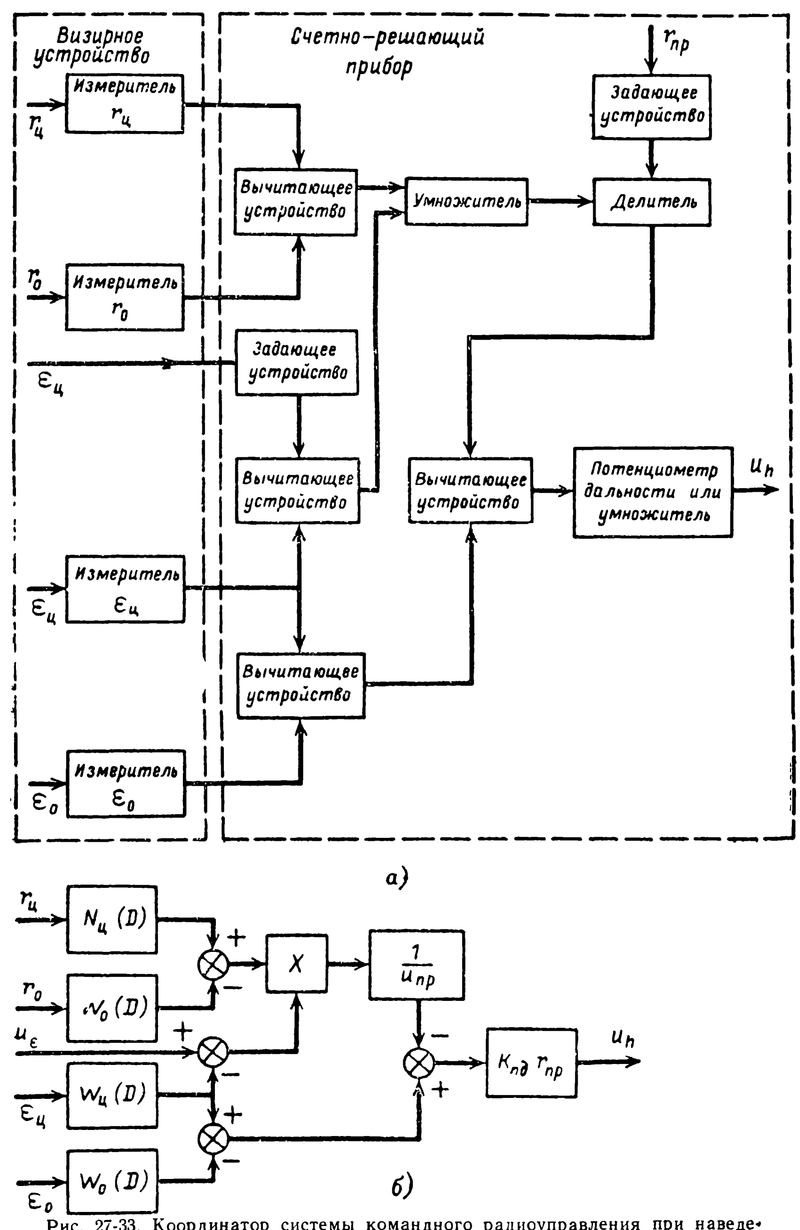


Рис. 27-33. Координатор системы командного радиоуправления при наведении по трехточечному методу параллельного сближения.
а — функциональная схема; *б* — структурная схема.

Зависимость напряжения u_h от расстояния $r_о \approx r_{пр}$, которое является функцией времени, необходимо учитывать при анализе системы радиоуправления в целом. Это объясняется тем, что координатор является одним из составных звеньев внешнего контура управления (см. § 27-1).

(27-41) и что $r_{пр} = r_о$, можно получить следующее уравнение:

$$u_h = K_{п.д} r_{пр} \left[u_ц - u_о - \frac{u_{дц} - u_о}{u_{пр}} \times \right.$$
$$\left. \times \left(u_\varepsilon - u_ц \right) \right],$$

где $u_{пр}$, u_ε, $u_{дц}$ и $u_{до}$ — напряжения, отображающие $r_{пр}$, $\varepsilon_н$, $r_ц$ и $r_о$.

Этому уравнению соответствуют функциональная и структурная схемы, изображенные на рис. 27-33; причем $N_ц(D)$ и $N_о(D)$ — передаточные функции измерителей $r_ц$ и $r_о$.

Принципы построения координаторов с радионавигационными измерителями такие же, как и подобных координаторов для систем управления по радиозоне. Однако между двумя этими группами координаторов имеется существенная разница. Она состоит в том, что в системах командного управления все измерения производятся на Земле, вследствие чего аппаратура УО заметно упрощается и в ряде случаев может представлять собой сравнительно простые и малогабаритные радиоответчики.

Координаторы автономных систем радиоуправления

Координаторы автономных систем радиоуправления называют также автономными радиотехническими координаторами. Они включают лишь аппаратуру, установленную на УО. Для формирования параметров рассогласования эта аппаратура не получает сигналов ни с цели, на которую наводится УО, ни с пункта управления.

Различают радиотехнические координаторы, основанные на использовании эффекта Допплера, радиовысотомеров, земных радиоориентиров, и комбинированные (комплексные) координаторы.

Координатор, основанный на эффекте Допплера. Чувствительным элементом автономного радиотехнического координатора, основанного на использовании эффекта Допплера, является допплеровский измеритель путевой скорости $v_п$ и угла сноса $\alpha_{сн}$ (ДИСС). Описание схемы и анализ работы ДИСС — см. в § 25-4. Как известно, ДИСС формирует напряжения, пропорциональные $v_п$ и $\alpha_{сн}$. Для определения параметров рассогласования, характеризующих линейное отклонение центра масс УО от опорной траектории и оставшуюся дальность, помимо ДИСС координатор должен содержать курсовую систему, измеряющую курсовой угол $\psi_к$ управляемого объекта.

На рис. 27-34 приведены геометрические соотношения, иллюстрирующие наведение УО в горизонтальной плоскости $O_cx_{з.с}z_{з.с}$, где O_c — точка старта УО, а оси $O_cz_{з.с}$ и $O_cx_{з.с}$ образуют прямоугольную систему координат. При этом ось $O_cz_{з.с}$ совпадает с направлением на север.

Положение цели *Ц* в земной системе координат $O_cx_{з.с}z_{з.с}$ задается углом $\beta_ц$ и дальностью $r_ц$. Буквой O_1 обозначена точка начала снижения УО. Параметры рассогласования для каналов бокового отклонения и оставшейся дальности измеряются в ортодромической системе координат $O_cx_пz_п$. Подвижная невращающаяся прямоугольная система координат $O_оx_{з.о}z_{з.о}$ имеет начало в центре масс УО, а оси $O_оx_{з.о}$ и $O_оz_{з.о}$ параллельны осям системы $O_cx_{з.с}z_{з.с}$.

Из геометрического построения с учетом того, что продольная ось $O_оx_1$ расположена под углом $\alpha_{сн}$ по отношению к вектору путевой скорости $v_п$ следует:

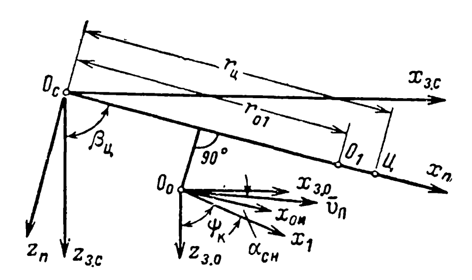


Рис. 27-34. Геометрические соотношения для допплеровского координатора.

$$z = \int_0^t v_п \sin(\psi_к + \alpha_{сн} - \beta_ц)\,dt; \quad (27\text{-}61)$$

$$r_{ос} = r_{01} - \int_0^t v_п \cos(\psi_к + \alpha_{сн} - \beta_ц)\,dt. \quad (27\text{-}62)$$

На основании этих соотношений можно получить функциональную схему координатора, показанную на рис. 27-35.

Сигналы передатчика ПРД излучаются в направлении Земли антенной системой *А*. Приемник *ПРМ* служит для приема, усиления и преобразования по частоте сигналов, отраженных от Земли. С выхода приемника напряжение допплеровских частот подается на измерители угла сноса $\alpha_{сн}$ и величины путевой скорости $v_п$.

Напряжение, вырабатываемое измерителем $\alpha_{сн}$, управляет двигателем *Дв*, который через редуктор *Ред* поворачивает гиростабилизированную платформу *ГС* с закрепленной на ней антенной системой. Угол поворота гироплатформы равняется $\alpha_{сн}$. В измерителе $v_п$ формируется напряжение, пропорциональное $v_п$. Это напряжение подается на синусно-косинусный построитель. Выходным валом дифференциала $ДФ_2$ положение щеток этого построителя изменяется на угол $\alpha_{пт} = \psi_к + \alpha_{сн} - \beta_ц$, где $\psi_к$ измеряется курсовой системой, а $\beta_ц$ вводится перед началом движения УО. Угол $\alpha_{пт}$ образуется с помощью дифференциалов $ДФ_1$ и $ДФ_2$. Выходные сигналы синусно-косинусного построителя отображают подынтегральные выражения в (27-61) и (27-62).

Напряжение u_z, характеризующее z, вырабатывается интегратором $И_1$, а на выходе интегратора $И_2$ создается напряжение u, отображающее второе слагаемое в уравнении (27-62). С помощью вычитающего устройства *ВУ*, на которое воздействуют сигналы u и u_{01}, где u_{01} — напряжение, пропорциональное r_{01}, формируется параметр рассогласования, соответствующий $r_{ос}$.

Напряжения $u_г$ и $u_{ос}$ служат для управления курсом УО и формирования команды (при $r_{ос}=0$) на снижение УО.

Погрешности рассматриваемого координатора складываются из ошибок ДИСС, курсовой системы и СРП. При этом систематические ошибки накапливаются с увеличением времени движения УО.

ускорения, двойное интегрирование которых позволяет находить линейные отклонения центра масс УО от опорной траектории и путь, проходимый УО вдоль опорной траектории. Для того чтобы инерциальная система осуществляла высококачественные измерения, гироплатформа в каждый момент времени должна быть нормальна местной

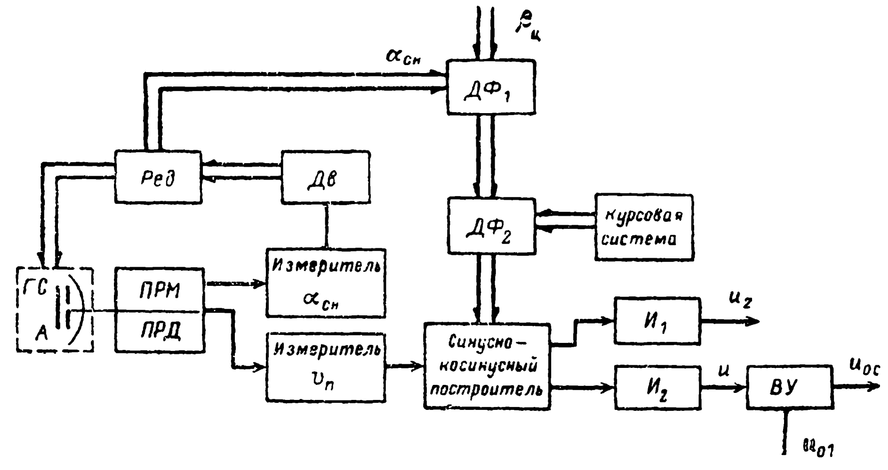


Рис. 27-35. Функциональная схема допплеровского координатора.

ПРМ — радиоприемник; *ПРД* — радиопередатчик; *Ред* — редуктор; *Дв* — двигатель; *ДФ* — дифференциалы; *И* — интеграторы; *ВУ* — вычитающее устройство.

Координаторы, основанные на использовании радиовысотомера, содержат радионавигационный высотомер, программное устройство, задающее высоту полета УО, и СРП, производящий вычитание сигналов, формируемых радиовысотомером и программным устройством. Подобный координатор, получающийся наиболее простым при наведении УО на постоянной высоте, целесообразен лишь при движении УО над гладкой поверхностью и пригоден только для управления в вертикальной плоскости.

Координаторы, основанные на сравнении земных ориентиров, — картометрические координаторы — содержат чувствительный элемент, позволяющий построить радиокарту местности, над которой движется УО; программную радиокарту, перемещаемую программным механизмом, и счетно-решающий прибор, осуществляющий сравнение двух радиокарт и преобразующий результаты сравнения в параметр рассогласования. В качестве чувствительного элемента наиболее целесообразно использовать панорамную радиолокационную станцию.

Комбинированные автономные координаторы представляют собой совокупность радиотехнических и нерадиотехнических датчиков информации. Известны радиоастроинерциальные и инерциально-допплеровские координаторы. Основой всех этих координаторов являются инерциальные системы, содержащие акселерометры, которые устанавливаются на гироплатформе. Акселерометры реагируют на вертикали. Для точного удержания гироплатформы в этом положении используются радиосигналы небесных светил (в радиоастроинерционных координаторах) или сигналы ДИСС (в инерционно-допплеровских координаторах). Одновременно сигналами инерциальной системы могут корректироваться параметры радиотехнических измерителей.

27-6. УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ КОМАНД

Устройства формирования команд (УФК) применяются в системах командного радиоуправления и служат для выработки как непрерывных, так и разовых команд управления $К_у$. Последние предназначаются для выполнения операций типа «включить» — «выключить». Понятие «непрерывные команды» характеризует выходные сигналы УФК, представляющие собой непрерывные или дискретные (импульсные) функции времени. Считается, что команда, передаваемая с помощью импульсов, является непрерывной, если процесс управления протекает практически так же, как и при представлении параметров рассогласования непрерывными функциями времени. Непрерывные команды подразделяются на знакопостоянные и знакопеременные.

По существу УФК выполняет функции счетно-решающего прибора (аналогового или цифрового), работающего автоматиче-

ски под действием сигналов координатора или полуавтоматически, когда исходные данные в УФК вводятся оператором.

Одно из основных требований, предъявляемых к УФК, заключается в формировании заданного количества и вида команд управления с необходимой точностью преобразования входных сигналов.

В автоматических системах радиоуправления блок УФК может:

вырабатывать сигналы, характеризующие изменение масштаба параметров рассогласования;

вычислять производные и интегралы от параметров рассогласования;

формировать сигналы, предназначенные для уменьшения динамических ошибок наведения и получающиеся в результате преобразования данных, которые поступают от измерителя координат цели;

формировать разовые команды.

Эти операции выполняются либо все вместе, либо только те, которые нужны для получения необходимой устойчивости и требуемых динамических свойств системы радиоуправления. Последняя чаще всего представляет собой замкнутую систему автоматического или полуавтоматического регулирования.

Так, дифференцирующие цепи способствуют получению большей устойчивости системы управления, в то время как с помощью интеграторов возрастает точность процесса управления и устраняется влияние ухода нулей в различных элементах системы управления. Уменьшение ошибок управления интеграторами обусловлено повышением астатизма системы управления (см. § 21-4), а компенсация ухода нулей в системе связана с тем, что даже малое постоянное возмущение после интегрирования в течение некоторого времени становится значительным по величине и может быть воспринято органами управления УО.

Элементы, которые должны входить в состав УФК, вырабатывающих непрерывные команды, выбираются в соответствии с решаемыми задачами. Формирование разовых команд осуществляется с помощью электромеханических или электронных реле, срабатывающих при заранее заданных значениях параметров рассогласования.

В неавтоматических системах управления устройство формирования команд принято называть **датчиком команд** или **командным прибором**. Датчиками команд (ДК), управляемыми ручками или кнопочными механизмами, осуществляется первичное преобразование воздействий оператора в сигналы, удобные для подачи на командную радиолинию управления.

Получение знакопостоянных непрерывных команд наиболее просто осуществляется с помощью потенциометрических, емкостных и индуктивных датчиков команд (см. т. 2, разд. 19).

Формирование знакопеременных команд производится датчиками дифференциального типа. Схема потенциометрического дифференциального датчика команд изображена на рис. 27-36. Ручка управления при передаче нулевой команды устанавливает движки *1* и *2* на линию *АА*, проходящую через средние точки потенциометров $R_{п1}$ и $R_{п2}$. При передаче того или иного значения параметра рассогласования движки *1* и *2* отклоняются в разные стороны на одну и ту же величину Δl.

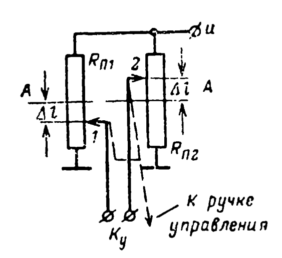


Рис. 27-36. Потенциометрический датчик команд.

По аналогии с потенциометрическими ДК можно создать емкостные и индуктивные датчики дифференциального типа. Известны также так называемые коммутаторные дифференциальные датчики, которые обычно являются электромеханическими устройствами.

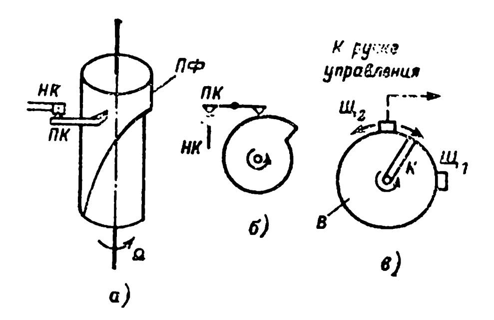


Рис. 27-37. Коммутаторные датчики команд.

Принципиальная схема коммутаторного датчика, вырабатывающего сигнал в виде периодического замыкания контактов на время, пропорциональное углу поворота $\Delta_р$ ручки управления, представлена на рис. 27-37, *а*. Профилированный вал *ПФ*, одно из сечений которого показано на рис. 27-37, *б*, вращается с постоянной угловой скоростью Ω. Вдоль образующих этого вала под действием ручки управления перемещается контактная система, состоящая из подвижного *ПК* и неподвижного контакта *НК*. Подвижный контакт соприкасается с валом *ПФ*, благодаря чему одну часть периода вращения *ПК* и *НК* оказываются замкнутыми, а другую — разомкнутыми. Время T_1 и T_2 разомкнутого и замкнутого состояний *ПК* и *НК* зависит от того, на каком рас-

стоянии от основания *ПФ* находится вся контактная система. Датчик рассматриваемого типа строится так, чтобы при $\Delta_р=0$ контактная система устанавливалась на среднем сечении вала *ПФ*. При этом условии $T_1=T_2$. Если $\Delta_р>0$, то контактная система перемещается вниз, а при $\Delta_р<0$ — вверх. Это означает, что угловое отклонение ручки управления от нейтрального положения вызывает пропорциональное изменение разности $T_1—T_2$. Поэтому связь между $\Delta_р$ и $T_1—T_2$, определяющая уравнение для такого датчика команд, имеет следующий вид:

$$К_у = T_1 - T_2 = K_{д.к}\Delta_р. \qquad (27\text{-}63)$$

Здесь $K_{д.к}$ — коэффициент передачи датчика команд.

Датчик, вырабатывающий сигналы в виде двух кратковременных замыканий контактов с интервалом T_1, пропорциональным $\Delta_р$, за один период *T*, схематически изображен на рис. 27-37, *в*. С вращающимся валом *В* связаны две щетки. Щетка $Щ_1$ — неподвижная, а щетка $Щ_2$ может перемещаться под действием ручки управления в направлениях, указанных стрелками.

Если $\Delta_р=0$, то обе щетки размещаются под углом 180° и за время *T* одного оборота вала коллектор *К* замыкается со щетками $Щ_1$ и $Щ_2$ через 0,5 *T*. При $\Delta_р>0$ щетка $Щ_2$ смещается против часовой, а при $\Delta_р<0$ — по часовой стрелке относительно ее положения, соответствующего $\Delta_р=0$. Вследствие этого можно получить уравнение устройства формирования команд, совпадающее по форме с выражением (27-63). Если требуется уменьшить время *T*, то вместо увеличения скорости вращения вала *В* можно выбрать большее количество неподвижных щеток, ограничив соответствующим образом диапазон перемещения подвижной щетки.

К коммутаторным датчикам относят также устройства, вырабатывающие видеоимпульсы, модулированные по ширине или фазе (положению). Для получения подобных электрических сигналов возможно использование потенциометра, с которого снимается напряжение постоянного тока, воздействующее на ждущий мультивибратор или заторможенный фантастрон. Запуск мультивибратора и фантастрона осуществляется от специального генератора периодически следующих видеоимпульсов. Помимо мультивибраторов и фантастронов, могут использоваться генераторы пилообразного напряжения с внешним запуском и схемы сравнения мгновенного напряжения «пилы» с напряжением, снимаемым с потенциометра. Последние типы датчиков являются по существу преобразователями напряжения во временной интервал.

Дискретные команды можно сформировать датчиками, принцип действия которых основан на преобразовании величины и знака угла в заданное число, определяемое в двоичной системе счисления.

27-7. КОМАНДНЫЕ РАДИОЛИНИИ УПРАВЛЕНИЯ

Функциональная схема и основные характеристики командной радиолинии управления

Функциональная схема командной радиолинии управления (КРУ) для одного канала представлена на рис. 27-38. Входным устройством КРУ является шифратор *Ш*. В нем формируются специальные напряжения (непрерывные или импульсные), которые называются поднесущими колебаниями, и осуществляется модуляция поднесущих колебаний сигналами, вырабатываемыми устройствами формирования команд. Помимо того, поднесущим колебаниям придаются такие качественные признаки, которые позволяют разделить команды по отдельным цепям (каналам) на приемной стороне и повысить помехоустойчивость КРУ. Параметры модуляции поднесущих колебаний отображают величину и знак передаваемых команд управления. Если КРУ одноканальная, то на вход шифратора подаются передаваемые команды управления $К_у$ только одного вида. В многоканальных КРУ, которые применяются в тех случаях, когда необходимо передавать команды различного назначения на одной несущей частоте и принимать их в одной точке пространства, число входов шифратора определяется количеством каналов КРУ.

Для выполнения необходимых задач шифраторы обычно содержат генераторы электрических колебаний, модуляторы, коммутаторы, суммирующие устройства и т. д. Выходные сигналы шифратора используются для модуляции несущей частоты передатчика *ПРД*. Шифратор и передатчик *ПРД* образуют передающую установку КРУ, размещаемую на пункте управления.

Необходимость применения синусоидальных или импульсных поднесущих колебаний в шифраторе обусловливается, как правило, многоканальностью КРУ или спецификой метода передачи команд в одноканальной КРУ.

На выходе радиоприемника *ПРМ* получаются напряжения, аналогичные тем, которые поступают на радиопередатчик. Эти сигналы подаются в дешифратор *ДШР*. В дешифраторе производится разделение по отдельным цепям команд различного назначения (для этого используются соответствующие качественные признаки поднесущих колебаний) и преобразование напряжений, получающихся после демодуляции, в сигналы, удобные для подачи в исполнительное устройство управляемого объекта. Помимо того, дешифратор отделяет полезные сигналы от помех, используя те дополнительные качественные признаки, которые были сформированы в шифраторе.

В одноканальной КРУ на выходе дешифратора формируются команды только одного вида, а число видов команд, вырабатываемых дешифратором многоканальной

КРУ, определяется количеством ее каналов. Дешифратор обычно содержит фильтры, демодуляторы, коммутаторы, декодирующие устройства и т. д.

Радиоприемник и дешифратор составляют приемную установку КРУ, размещаемую на управляемом объекте.

Выходные сигналы (команды) командной радиолинии управления наиболее часто должны представлять собой напряжения постоянного тока (непрерывные команды) и импульсы (разовые команды).

Для передачи знакопостоянных непрерывных команд используются те же методы и устройства, что и в технике радиотелеметрии. Поэтому в последующем рассматриваются только КРУ, предназначенные для передачи разовых и знакопеременных непрерывных команд.

Передача знакопеременной команды $К_у$ обычно осуществляется с помощью двух поднесущих колебаний. Одно из этих колебаний или одновременно оба модулируются передаваемой командой.

Если команда $К_у$ воздействует на оба поднесущих колебания, то модулятор шифратора строится так, чтобы приращение модулируемого параметра у одного поднесущего колебания увеличивалось, а у другого — уменьшалось.

Благодаря использованию двух поднесущих колебаний для передачи команды одного канала управления достигается высокая стабильность нуля амплитудной характеристики КРУ, под которой здесь и в последующем понимается зависимость выходной команды К от $К_у$ в установившемся режиме.

Вместе с тем могут быть созданы КРУ, в которых командой модулируется только одно поднесущее колебание. Знак команды в таких КРУ определяется путем образования разности сигнала на выходе КРУ, полученного из поднесущего колебания, и эталонного напряжения (тока) сравнения, создаваемого специальным источником на управляемом объекте. Однако КРУ, построенные по такому принципу, хотя технически и просты, но не могут с достаточной стабильностью передавать нулевые команды и менее помехоустойчивы.

Для передачи непрерывных команд в шифраторах КРУ могут использоваться различные виды модуляции синусоидальных или импульсных поднесущих колебаний командами, поступающими с УФК. Известными, в частности, являются КРУ с широтно-импульсной, фазово-импульсной, счетно-импульсной и кодово-импульсной модуляциями [Л. 1, 2]. В каждом конкретном случае выбор вида модуляции должен производиться исходя из тех требований, которым должна удовлетворять разрабатываемая аппаратура. При этом нужно учитывать допустимые габариты, вес, стоимость, заданную точность передачи команд, необходимую помехоустойчивость и т. д. Передача разовых команд осуществляется с помощью кодовых групп видеоимпульсов или импульсов синусоидальных колебаний.

Передатчик КРУ может формировать как непрерывные, так и импульсные сигналы.

Несущие, вырабатываемые передатчиком, модулируются сигналами шифратора по амплитуде или частоте.

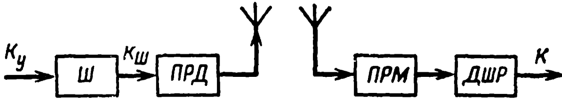


Рис. 27-38. Функциональная схема командной радиолинии управления.

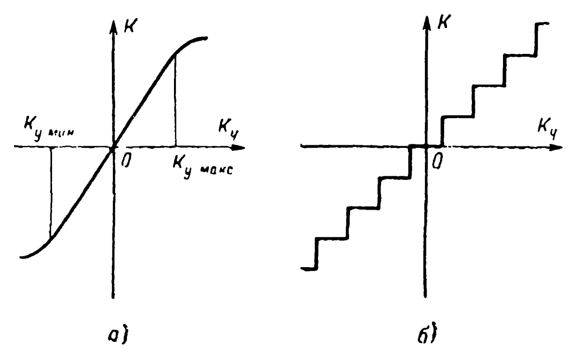


Рис. 27-39. Амплитудные характеристики командных радиолиний управления.

Чтобы разделить команды различного назначения по отдельным цепям (каналам) на приемной стороне, как и в многоканальных системах радиотелефонной связи и радиотелеметрии, используются принципы частотной, временной и кодовой селекций.

Командная радиолиния управления, предназначенная для передачи знакопеременных непрерывных команд, является одним из звеньев (радиозвеньев) системы регулирования и характеризуется соответствующими уравнениями, связывающими входные и выходные сигналы КРУ. При рассмотрении характеристик многоканальной КРУ как звена системы регулирования необходимо иметь в виду, что КРУ является устройством с несколькими входами и выходами.

Однако обычно аппаратура КРУ, применяемая для передачи команд различного назначения, может быть разделена на ряд (по числу каналов) идентичных и независимо работающих частей.

В большинстве случаев, когда $К_у$ и К представляют собой знакопеременные непрерывные функции времени, амплитудная характеристика КРУ имеет вид, приведенный на рис. 27-39, *а*. Обычно кривая $К=f(К_у)$ является симметричной относительно осей К и $К_у$.

Величина

$$K_{кру} = \left.\frac{dК}{dК_у}\right|_{К_у=0} \qquad (27\text{-}64)$$

называется коэффициентом передачи (усиления) КРУ. Этот коэффициент может быть как размерным, так и безразмерным. Наиболее часто КРУ строится так, чтобы ее амплитудная характеристика была не только симметричной, но и линейной в заданных пределах.

Если с помощью КРУ передаются квантованные по уровню команды, то примерный вид амплитудной характеристики может быть представлен так, как это показано на рис. 27-39, *б*. Коэффициент передачи КРУ этого типа может быть определен по формуле (27-64), если полагать, что зависимость $К=f(К_у)$ характеризуется кривой, проходящей через середины ступенек.

Как будет видно из дальнейшего, на выходе КРУ обычно устанавливаются фильтры. Их полоса пропускания может оказаться соизмеримой с шириной спектра частот, содержащихся в передаваемой команде. В этих случаях нельзя полагать, что преобразование $К_у$ в К осуществляется безынерционным устройством.

При учете инерционности КРУ с линейной амплитудной характеристикой передаточную функцию КРУ, определяющую зависимость К от $К_у$, часто можно представить в следующем виде:

$$W_{кру}(D) = \frac{K_{кру}}{T_{кру}D + 1},$$

где $T_{кру}$ — постоянная времени КРУ (выходных фильтров дешифратора).

При сравнительных оценках различных типов КРУ удобно иметь дело не с командами К, а с безразмерным коэффициентом $K_к$, определяемым соотношением

$$K_к = \frac{К}{К_{макс}},$$

где К — текущее значение выходной команды КРУ;

$К_{макс}$ — максимальная величина К.

Величину $K_к$, которая, по существу, характеризует обобщенный коэффициент модуляции, принято называть **коэффициентом команды** или относительной командой. В КРУ с симметричной амплитудной характеристикой коэффициент $K_к$ изменяется в пределах ± 1. Понятие «коэффициент команды» может быть распространено не только на выходную команду КРУ, но и на сигналы, образующиеся в различных точках шифратора и дешифратора, включая и вход КРУ.

Так как КРУ—это одна из составных частей системы управления, относящейся к замкнутой системе автоматического или полуавтоматического регулирования, то при рассмотрении шифраторов и дешифраторов будем также исходить из того, что они являются динамическими звеньями. При этом необходимо помнить, что передаточные функции шифраторов и дешифраторов оказывают непосредственное влияние на качество работы системы радиоуправления.

Шифраторы и дешифраторы КРУ с широтно-импульсной модуляцией синусоидальных поднесущих колебаний

В одноканальной КРУ с широтно-импульсной модуляцией синусоидальных поднесущих колебаний $u_{п1}$ и $u_{п2}$ в зависимости от величины передаваемой команды изменяются длительности T_1 и T_2 действия колебаний $u_{п1}$ и $u_{п2}$ (рис. 27-40, *а, б*), передаваемых периодически. При этом с увеличением

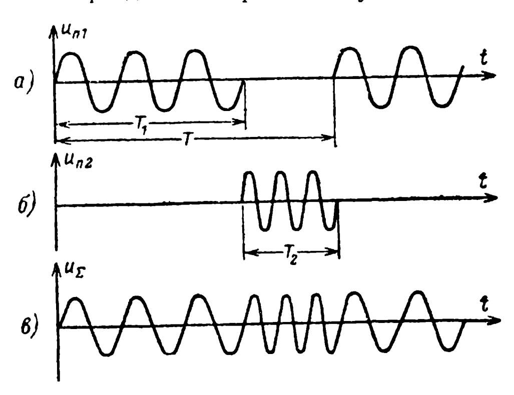


Рис. 27-40. Временные диаграммы напряжений в шифраторе КРУ с широтно-импульсной модуляцией.

$К_у$ значение T_1 возрастает, а T_2 уменьшается, но так, что сумма T_1+T_2 остается постоянной и равной периоду повторения T напряжений $u_{п1}$ и $u_{п2}$. Для того чтобы на приемной стороне можно было разделить поднесущие, они должны иметь разные частоты $f_{п1}$ и $f_{п2}$.

Величина команды $К_ш$ на выходе шифратора таких КРУ определяется разностью T_1 и T_2, т. е.

$$К_ш = T_1 - T_2 = K_{п.ш}К_у,$$

где $K_{п.ш}$ — коэффициент передачи шифратора, характеризующий величину $К_ш$ при единичном значении $К_у$.

Поскольку максимальное значение команды на выходе шифратора равно T, то для коэффициента команды шифратора находим:

$$K_{к.ш} = \frac{T_1 - T_2}{T}.$$

В результате суммирования поднесущих $u_{п1}$ и $u_{п2}$, промодулированных командами, получается суммарный сигнал $u_Σ$ (рис. 27-40, *в*), который подается в радиопередатчик КРУ для модуляции несущих колебаний.

Рассмотренный способ модуляции поднесущих иногда называется *временным ме-*

тодом формирования количественных значений команд с активной паузой или методом временных соотношений.

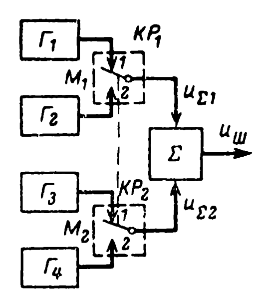


Рис. 27-41. Функциональная схема шифратора КРУ с широтно-импульсной модуляцией.

Возможны также КРУ с ШИМ, основанные на принципе пассивной паузы. В таких КРУ величина и знак команды передаются с помощью только одного поднесущего колебания. Однако применение КРУ с пассивной паузой, несмотря на их относительную простоту, менее целесообразно, что объясняется, в частности, наличием у них более благоприятных возможностей действия помех в те промежутки времени, когда отсутствуют полезные сигналы.

Если КРУ с активной паузой должна быть n-канальной, то потребуется $2n$ отдельных генераторов поднесущих колебаний, каждая пара которых используется для формирования команды одного канала управления, или n генераторов, частота каждого из которых может манипулироваться.

Вид функциональных и принципиальных схем шифраторов для КРУ с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) синусоидальных поднесущих колебаний в значительной степени определяется типом выходных сигналов УФК и стремлением получить наиболее простую аппаратуру.

В качестве примера на рис. 27-41 приведена функциональная схема шифратора двухканальной КРУ для случая, когда входная команда $K_{у1}$ первого канала представляет собой разность T_1—T_2 длительностей замыкания подвижного контакта $КР_1$ с ламелями *1* и *2*. Контакт $КР_1$ и ламели *1* и *2* образуют модулятор M_1. В течение T_1 и T_2 поочередно на вход суммирующего устройства Σ поступают поднесущие колебания с генераторов $Г_1$ и $Г_2$, имеющие частоты $f_{п1}$ и $f_{п2}$. Напряжение $u_{\Sigma 1}$ характеризует выходную команду шифратора $K_{ш1}$ для первого канала.

Формирование напряжения $u_{\Sigma 2}$, отображающего команду $K_{у2}$ второго канала, осуществляется с помощью модулятора M_2 и генераторов $Г_3$, $Г_4$, вырабатывающих синусоидальные поднесущие колебания с частотами $f_{п3}$ и $f_{п4}$.

При разработке схем дешифраторов КРУ учитываются задачи, решаемые этими устройствами. Возможный вариант функциональной схемы дешифратора двухканальной КРУ с широтно-импульсной модуляцией синусоидальных поднесущих колебаний представлен на рис. 27-42.

Напряжение $u_{вх}$, поступающее с радиоприемника КРУ и представляющее собой для каждого момента времени сумму поднесущих первого и второго каналов, подается на разделительные фильтры $РФ_1$, $РФ_2$, $РФ_3$ и $РФ_4$. Эти фильтры пропускают поднесущие только с частотами, соответственно равными $f_{п1}$, $f_{п2}$, $f_{п3}$ и $f_{п4}$. На выходе $РФ_1$ и $РФ_2$ образуются «пакеты» синусоидальных колебаний $u'_{п1}$ и $u'_{п2}$ (рис. 27-43, *а, б*) с длительностями T_{1-1} и T_{2-1}, отличающимися

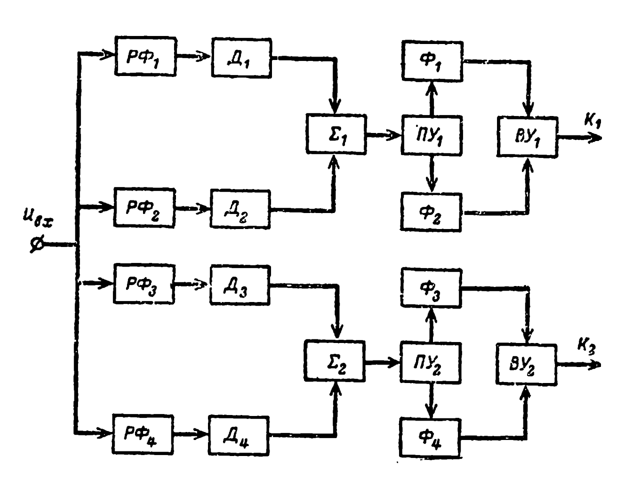


Рис. 27-42. Функциональная схема дешифратора КРУ с широтно-импульсной модуляцией.

РФ — разделительные фильтры; *Д* — детекторы; *Ф* — фильтры НЧ; *ПУ* — пороговые устройства; *ВУ* — вычитающие устройства.

от T_1 и T_2, за счет переходных процессов в приемной установке КРУ. На практике с достаточно высокой степенью точности можно считать, что $T_{1-1}=T_1$ и $T_{2-1}=T_2$.

С помощью пиковых детекторов $Д_1$ и $Д_2$ из «пакетов» формируются импульсы постоянного тока $u_{д1}$ и $u_{д2}$ (рис. 27-43, *в, г*). Импульсы $u_{д1}$ и $u_{д2}$ поступают на суммирующее устройство Σ_1, где образуется напряжение $u_{\Sigma 1}$ (рис. 27-43, *д*).

Под действием этого напряжения происходит «опрокидывание» порогового устройства $ПУ_1$ (рис. 27-42), в качестве которого может быть использован триггер или электромагнитное реле. Целесообразность применения порогового устройства объяс-

няется необходимостью преобразования сигналов $u_{\Sigma 1}$ в импульсы прямоугольной формы с неизменной амплитудой. Постоянство амплитуды выходных импульсов дешифратора, которое может нарушаться, например, из-за действия шумов, требуется в связи с

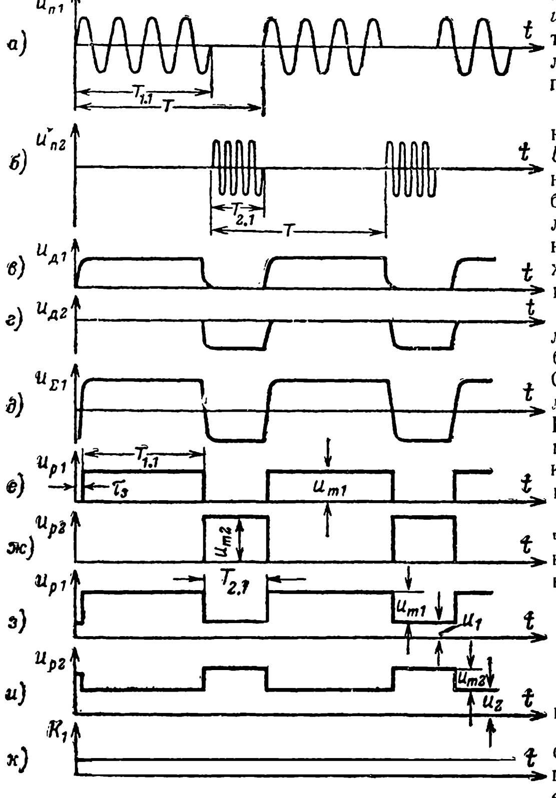


Рис. 27-43. Временные диаграммы напряжений в дешифраторе КРУ с широтно-импульсной модуляцией.

тем, что величина передаваемой команды отображается только отрезками T_1 и T_2, а всякое изменение величины $u_{\Sigma 1}$ приведет к искажению сигнала на выходе дешифратора. Это объясняется тем, что команды $К_1$ обычно образуются как результат выделения средней составляющей напряжения из видеоимпульсов, модулированных по ширине.

Если в качестве $ПУ_1$ используется электромагнитное реле, то с помощью его подвижного контакта производится подключение низкочастотных фильтров $Ф_1$ и $Ф_2$ к положительному полюсу источника напряжения постоянного тока. Это означает, что на $Ф_1$ и $Ф_2$ поступают импульсы $u_{р1}$ и $u_{р2}$ (рис. 27-43, *е*, *ж*). Моменты появления этих импульсов относительно начала времени действия сигналов $u'_{п1}$ и $u'_{п2}$ будут сдвинуты на величину $\tau_з$, которая указывает на то, что рассматриваемая КРУ передает команды с запаздыванием. Длительности импульсов $u_{р1}$ и $u_{р2}$ соответственно равны $T_{1\text{-}1} \approx T_1$ и $T_{2\text{-}1} \approx T_2$, а их амплитуды составляют U_{m1} и U_{m2}; причем в общем случае $U_{m1} \neq U_{m2}$.

Когда пороговое устройство состоит из триггера, то с анодов его ламп будут сниматься напряжения $u_{р1}$ и $u_{р2}$ (рис. 27-43, *з*, *и*). Начало моментов «опрокидывания» триггера также сдвинуто на некоторую величину $\tau_з$, а длительности положительных перепадов составляют $T_{1\text{-}1} \approx T_1$ и $T_{2\text{-}1} \approx T_2$.

Минимальные и максимальные значения напряжений u_1, u_2 и U_{m1}, U_{m2}, где U_{m1} и U_{m2} — положительные перепады напряжения левой и правой ламп триггера, могут быть различными. Это зависит от того, является ли триггер строго симметричным или нет. Помимо того, на величину этих напряжений оказывают влияние пороги срабатывания ламп триггера.

Низкочастотные фильтры $Ф_1$ и $Ф_2$ являются демодуляторами импульсов, вырабатываемых пороговым устройством $ПУ_1$. С их помощью выделяются средние составляющие $u_{ф1}$ и $u_{ф2}$ напряжений $u_{р1}$ и $u_{р2}$. Разность $u_{ф1}—u_{ф2}$, формируемая вычитающим устройством $ВУ_1$, представляет собой команду управления $К_1$ на выходе первого канала КРУ.

Если считать, что коэффициент передачи вычитающего устройства $ВУ_1$ равен единице, то выходная команда $К_{у1}$ в установившемся режиме будет составлять:

$$К_1 = K_{ф1}(u_1 + 0{,}5\ U_{m1}) - $$
$$- K_{ф2}(u_2 + 0{,}5\ U_{m2}) + K_{п.д1}К_{ш1}, \quad (27\text{-}65)$$

где $K_{п.д1} = \dfrac{1}{2T}(K_{ф1}U_{m1} + K_{ф2}U_{m2})$ — коэффициент передачи дешифратора КРУ по первому каналу, а $K_{ф1}$ и $K_{ф2}$ — коэффициенты передачи фильтров $Ф_1$ и $Ф_2$.

Из выражения (27-65) видно, что при $К_{ш1}=0$ величина выходного сигнала отличается от нуля, если

$$K_{ф1}(u_1 + 0{,}5\ U_{m1}) \neq K_{ф2}(u_2 + 0{,}5\ U_{m2}).$$

Для устранения этого явления необходимо балансировать дешифратор КРУ. Выходная команда $К_2$ второго канала формируется аналогично.

Шифраторы и дешифраторы КРУ со счетно-импульсной модуляцией поднесущих колебаний

Интервалы T_1 и T_2, о которых шла речь выше, могут отображаться не только синусоидальными колебаниями, но и с помощью определенных чисел периодически повторяющихся видеоимпульсов. В связи с этим одноканальную КРУ можно построить так, что на выходе ее шифратора будут действовать сигналы (пачки импульсов), показанные на рис. 27-44, *а*.

При передаче положительных и отрицательных значений команды $К_{у1}$ в первом

канале КРУ происходит соответствующее увеличение или уменьшение числа m_1 видеоимпульсов по сравнению с их количеством при $К_{у1}=0$. Это означает, что величина и знак $К_{у1}$ в шифраторе отображаются числом видеоимпульсов, формируемых за один период T передачи команд.

Процесс изменения числа импульсов за время T под действием передаваемой команды принято называть **счетно-импульсной модуляцией** (СИМ).

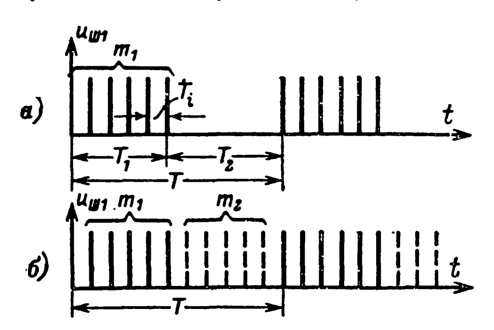


Рис. 27-44. Выходные сигналы шифратора КРУ со счетно-импульсной модуляцией.

Если видеоимпульсы на выходе шифратора отображают только интервал T_1, а участок T_2 определяется как разность $T—T_1$, то получается КРУ со счетно-импульсной модуляцией и пассивной паузой. В таких КРУ выходной сигнал шифратора имеет вид, показанный на рис. 27-44, *а*.

Когда с помощью видеоимпульсов отображаются интервалы T_1 и T_2, то образуется КРУ со счетно-импульсной модуляцией и активной паузой. Более высокая помехоустойчивость достигается у командных радиолиний управления с активной паузой.

Применение импульсных поднесущих колебаний вместо синусоидальных для отображения интервалов T_1 и T_2, сумма которых составляет T, приводит, по существу, к преобразованию передаваемых сигналов аналогового типа (напряжение, ток и т. д.) в число импульсов или, как говорят, в число-импульсный код.

В шифраторах КРУ с импульсными поднесущими при использовании принципа активной паузы величина входной команды $К_{у1}$ в конечном итоге преобразуется в разность чисел m_1 и m_2 видеоимпульсов, отстоящих друг от друга на время T_i и в сумме составляющих $m=T/T_i$ импульсов. Поэтому сигнал $u_{ш1}$, характеризующий команду $К_{ш1}$ на выходе шифратора в КРУ с активной паузой, должен иметь вид, показанный на рис. 27-44, *б*, а величина команды $К_{ш1}$ определяется следующим выражением:

$$К_{ш1} = m_1 - m_2 = K_{п.ш1} К_{у1},$$

где $K_{п.ш1}$ — коэффициент передачи шифратора по первому каналу.

Так как $m_1—m_2$ представляет собой целое число, то приведенное выражение будет справедливым только для ряда дискретных значений $К_{у1}$. При изменении $К_{у1}$ вблизи этих дискретных значений величина $К_{ш1}$ остается неизменной. Поскольку $(К_{ш1})_{макс}=m$, то для коэффициента команды на выходе шифратора для первого канала получим:

$$K_{к.ш1} = \frac{m_1 - m_2}{m},$$

где $m=m_1+m_2$.

Для того чтобы на приемной стороне можно было определить числа m_1 и m_2, импульсные поднесущие колебания, действующие на участках T_1 и T_2, каким-либо образом должны отличаться друг от друга. Это обстоятельство на рис. 27-44, *б* отмечено тем, что сигналы первого и второго поднесущих колебаний обозначены соответственно сплошными и пунктирными линиями.

Обе последовательности импульсов поднесущих колебаний можно различить, применив принцип частотной, временно́й или кодовой селекции сигналов. Возможна также селекция импульсов по длительности, их форме и т. д. Лучше всего применять кодовую селекцию, поскольку при этом достигается наиболее высокая помехоустойчивость КРУ.

Если КРУ должна быть *n*-канальной, то требуется $2n$ импульсных поднесущих колебаний. Обычно общее число кодовых групп, образующихся за время T во всех каналах, целесообразно принимать одинаковым и равным m.

В соответствии с сущностью рассматриваемого способа передачи команд может быть разработана функциональная и принципиальная схемы шифратора. В качестве примера на рис. 27-45 приведена схема шифратора двухканальной КРУ с импульсными поднесущими, разделение которых на приемной стороне производится в соответствии с принципом кодовой селекции. При этом предполагается, что выходные команды $К_{у1}$ и $К_{у2}$ представляют собой напряжения постоянного тока.

Синхронизация работы всех каскадов шифратора осуществляется генератором импульсов *ГИ*, вырабатывающим напряжение $u_{ги}$ (рис. 27-46, *а*). Это напряжение подается на кодообразователи $КО_1$, $КО_2$, $КО_3$ и $КО_4$, число которых определяется количеством поднесущих колебаний, и делитель частоты следования импульсов *Дел*. Благодаря работе каскада задержки $КЗ_1$ на $КО_1$ и $КО_2$ сигналы $u_{ги}$ поступают с задержкой на время, равное приблизительно 0,5 T_i. С помощью делителя *Дел* формируются импульсы $u_д$ (рис. 27-46, *б*), временно́е расстояние между которыми составляет T и равно периоду следования команд. Эти импульсы являются запускающими для каскадов M_1 и M_2, в которых осуществляется широтно-импульсная модуляция видеоимпульсов командами $К_{у1}$ и $К_{у2}$. Модулятор M_1 вырбатывает импульсы $u_{1м}$ и $u_{2м}$ (рис. 27-46, *в*, *г*), которые имеют длительности

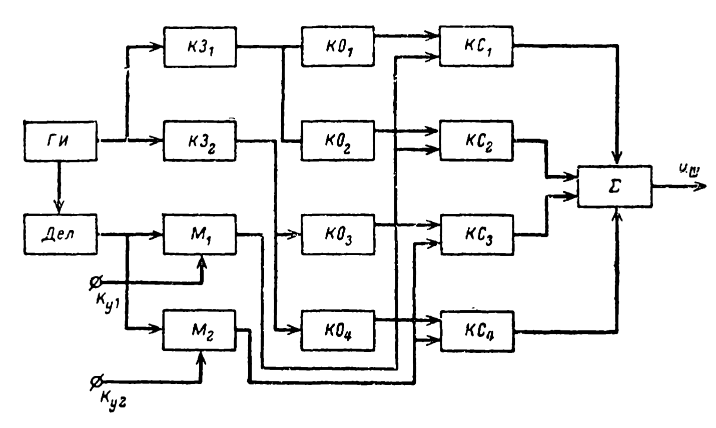


Рис. 27-45. Функциональная схема шифратора КРУ со счетно-импульсной модуляцией.

КО — кодообразователи; *КЗ* — каскады задержки; *КС* — каскады совпадения; *ГИ* — генератор импульсов; *Дел* — делитель частоты следования.

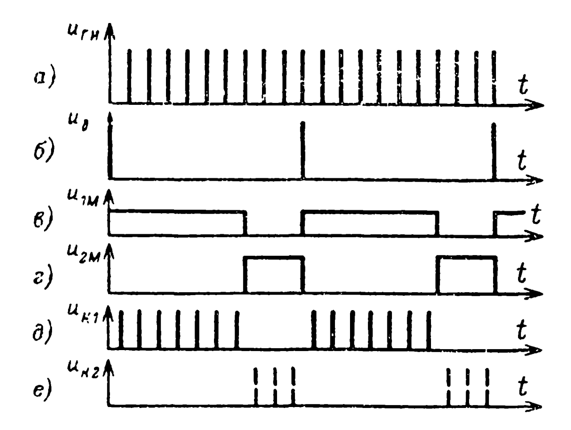


Рис. 27-46. Временные диаграммы напряжений в шифраторе КРУ со счетно-импульсной модуляцией.

T_1 и T_2, определяемые командой $К_{у1}$, а длительности импульсов, создаваемых в модуляторе M_2, зависят от величины $К_{у2}$. Сигналы $u_{1м}$ и $u_{2м}$ подаются на каскады совпадений $КС_1$ и $КС_2$ (схемы типа И), а импульсы с M_2 — на каскады совпадения $КС_3$ и $КС_4$. Помимо того, на $КС_1$, $КС_2$, $КС_3$ и $КС_4$ воздействуют кодовые группы импульсов, снимаемых с кодообразователей $КО_1$, $КО_2$, $КО_3$ и $КО_4$ и характеризующих первые и вторые поднесущие колебания обоих каналов КРУ.

Каскады совпадений пропускают на суммирующее устройство Σ временные коды только в течение тех отрезков времени, когда на них с M_1 и M_2 поступают положительные напряжения. Сигналы, появляющиеся на выходах $КС_1$ и $КС_2$, показаны на рис. 27-46, *д*, *е*.

Выходное напряжение шифратора $u_ш$ представляет собой сумму сигналов, вырабатываемых в $КС_1$, $КС_2$, $КС_3$ и $КС_4$. Каскад задержки $КЗ_2$ служит для формирования сигналов, смещенных относительно импульсов $КЗ_1$.

Амплитудная характеристика КРУ с СИМ имеет вид ступенчатой кривой (рис. 27-39, *б*), и в процессе передачи наблюдаются ошибки из-за квантования передаваемых команд по уровню.

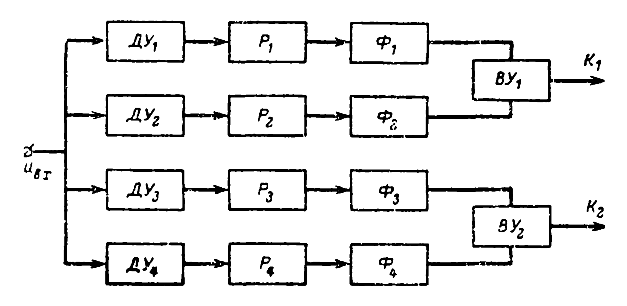


Рис. 27-47. Функциональная схема дешифратора КРУ со счетно-импульсной модуляцией.

ДУ — декодирующие устройства; *Р* — расширители; *Ф* — фильтры средней составляющей; *ВУ* — вычитающие устройства.

Функциональные и принципиальные схемы дешифраторов КРУ с СИМ и их основные свойства в значительной степени определяются способом обработки поднесущих колебаний и необходимым видом сигналов на выходе КРУ. Для иллюстрации на рис. 27-47 показана одна из возможных схем дешифратора для двухканальной КРУ. С выхода радиоприемника кодовые группы видеоимпульсов $u_{вх}$ подаются на декодирующие устройства $ДУ_1$, $ДУ_2$, $ДУ_3$, $ДУ_4$, содержащие линии задержки и схемы типа И. С помощью $ДУ_1$, $ДУ_2$, $ДУ_3$, $ДУ_4$ осуществляется разделение поднесущих по отдель-

ным цепям. Импульсы, полученные на выходах $ДУ_1$, $ДУ_2$, $ДУ_3$ и $ДУ_4$ расширяются расширителями P_1, P_2, P_3 и P_4 и далее поступают на низкочастотные фильтры $Ф_1$, $Ф_2$, $Ф_3$ и $Ф_4$. Эти фильтры выделяют средние составляющие импульсных сигналов, а вычитающие устройства $ВУ_1$ и $ВУ_2$ формируют команды управления $К_1$ и $К_2$ (в виде напряжений постоянного тока). В установившемся режиме при условии, что расширители P_1 и P_2 вырабатывают импульсы с одинаковыми амплитудами и длительностями, равными U_{m1} и $\tau_и$ соответственно, а фильтры $Ф_1$ и $Ф_2$ имеют одинаковые коэффициенты передачи, связь между $К_1$ и $К_{ш1}$ определяется следующей формулой:

$$К_1 = K_ф U_m \frac{\tau_и}{T}(m_1 - m_2) = K_ф U_m \frac{\tau_и}{T} К_{ш1}.$$

Здесь $K_ф$ — коэффициент передачи фильтра $Ф_1(Ф_2)$ и вычитающего устройства $ВУ_1$.

Шифраторы и дешифраторы КРУ с фазово-импульсной модуляцией поднесущих колебаний

Сущность метода передачи команд при использовании импульсных поднесущих колебаний, модулированных по фазе, рассмотрим на примере одноканальной КРУ. Команда одного канала передается с помощью двух периодических импульсных последовательностей — опорных (тактовых) и рабочих (исполнительных). Эти импульсные последовательности отличаются друг от друга по временны́м кодам, или каким-либо другим параметрам, вследствие чего имеется возможность их разделения по отдельным цепям на приемной стороне. В соответствии с величиной и знаком передаваемой команды $К_у$ изменяются интервалы T_1 и T_2 (образующие в сумме период следования команд T) между опорными и исполнительными импульсами.

Величина команды $К_ш$ на выходе шифратора КРУ определяется разностью интервалов T_1 и T_2, т. е.

$$К_ш = T_1 - T_2.$$

Одинаковость выражения для $К_ш$ в КРУ с фазово-импульсной модуляцией (ФИМ) и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) объясняется тем, что КРУ с ФИМ по принципам построения является дальнейшим развитием КРУ с ШИМ. Действительно, в КРУ с ШИМ практически вся длина интервалов T_1 и T_2 заполняется поднесущими колебаниями, в то время как в КРУ с ФИМ обозначаются только границы этих интервалов.

В соответствии с изложенным функциональную схему шифратора одноканальной КРУ при кодовой селекции сигналов можно представить так, как это изображено на рис. 27-48, *а*. Генератор импульсов *ГИ* вырабатывает импульсы, период следования которых равен T. С помощью кодообразователя $КО_1$ импульсы *ГИ* преобразуются в n_0-значные временные коды, характеризующие последовательность опорных сигналов.

В модуляторе M_1 осуществляется фазово-импульсная модуляция импульсов *ГИ* передаваемой командой $К_у$. С помощью кодообразователя $КО_2$ из импульсов M_2 вырабатываются $n_и$-значные исполнительные коды. Каскад Σ предназначен для суммирования исполнительных и опорных кодов.

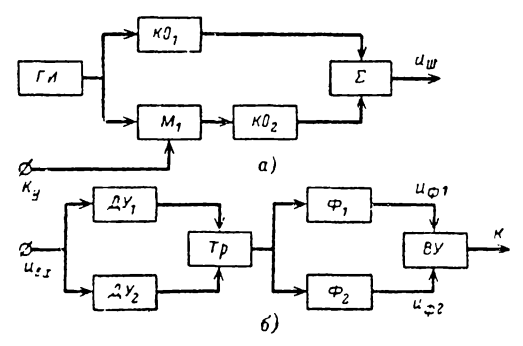


Рис. 27-48. Функциональные схемы шифратора и дешифратора одноканальной КРУ с фазово-импульсной модуляцией.

Дешифратор одноканальной КРУ с ФИМ, функциональная схема которого изображена на рис. 27-48, *б*, включает декодирующие устройства $ДУ_1$ и $ДУ_2$, триггер *Тр*, фильтры нижних частот $Ф_1$, $Ф_2$ и вычитающее устройство *ВУ*. С помощью $ДУ_1$ и $ДУ_2$ разделяются поднесущие колебания по отдельным цепям, а триггер преобразует ФИМ в ШИМ. Фильтры $Ф_1$ и $Ф_2$, включаемые в анодные или катодные цепи 1-й и 2-й ламп триггера *Тр*, предназначены для выделения постоянных составляющих импульсов *Тр*. Вычитающее устройство вырабатывает выходную команду, установившееся значение которой определяется выражением (27-65). Это объясняется идентичностью цепей обработки поднесущих в КРУ с ФИМ и в КРУ с ШИМ с синусоидальными поднесущими колебаниями.

При передаче командной радиолинией управления с ФИМ двух и большего числа видов команд возможно последовательное и параллельное во времени размещение исполнительных последовательностей импульсов; при этом в n-канальной КРУ должны применяться не менее одного опорного и n исполнительных кодов.

При последовательной передаче n команд период T их следования делится на n в общем случае неравных между собой промежутков, называемых канальными интервалами. В пределах канального интервала $t_{кi}$, отводимого для i-го канала ($i = 1, 2, ..., n$) внутри периода T, под действием передаваемой команды $К_{уi}$ происходит перемещение исполнительных импульсов i-го канала, в то время как опорный код, являющийся общим для всех каналов и содержащий n_0 импульсов с заранее установ-

ленными интервалами между ними, располагается в начале каждого цикла передачи команд.

Можно показать, что коэффициент передачи КРУ с последовательным размещением каналов уменьшается с ростом n [Л. 1].

Шифраторы n-канальных КРУ с последовательным размещением каналов строятся так же, как и шифраторы радиотелеметрических систем с ФИМ, а дешифраторы одноканальной и каждого канала многоканальной КРУ оказываются, по существу, одинаковыми.

При параллельной передаче команд (параллельном размещении каналов) исполнительный код каждого канала может перемещаться в пределах всего периода T следования опорных кодовых групп. Однако для устранения возможности совмещения импульсов исполнительных кодов различных каналов и появляющегося вследствие этого взаимного влияния каналов для исполнительных кодов каждого канала на участке T отводится свой ряд определенных позиций.

В связи с тем, что исполнительный код каждого канала не может занимать любое место на интервале T, с помощью КРУ, основанной на принципе параллельного размещения поднесущих, будут передаваться только отдельные (дискретные) значения функций $К_{у1}(t)$, $К_{у2}(t)$ ... . Это, по существу, означает наличие ошибок в передаче команд из-за квантования по уровню входных сигналов КРУ.

Следует учесть также, что в КРУ с параллельным размещением поднесущих невозможно точно передать нулевые значения команд во всех каналах, кроме одного. Однако при выделении на участке T для всех каналов позиций, которые расположены вблизи точки 0,5 T, ошибки в передаче нулевой команды всех каналов практически будут отсутствовать. Точность передачи нулевых команд может быть повышена, если применить специальные корректирующие напряжения на приемной стороне или для каждого канала использовать отдельный опорный сигнал.

Коэффициент передачи канала в многоканальной КРУ с параллельным размещением каналов остается таким же, как и в одноканальной КРУ.

Шифраторы и дешифраторы КРУ с кодо-импульсной модуляцией поднесущих колебаний

В шифраторах с кодо-импульсной модуляцией (КИМ) величины передаваемых команд управления преобразуются в числа, которые отображаются определенными комбинациями импульсов (кодов) поднесущих колебаний. Коды в КРУ с КИМ наиболее часто строятся на основе двоичной системы счисления, так как она технически реализуется достаточно просто.

Каждому отдельному интервалу значений $К_у$ приводится в соответствие одно число или совокупность нескольких чисел, отображаемых с помощью двоичных кодов.

Это означает, что в КРУ с КИМ осуществляется квантование передаваемой команды по уровню.

Наиболее простыми КРУ получаются в тех случаях, когда какое-либо значение $К_у$ задается одним числом или разностью чисел m_1 и m_2 двух последовательностей; при этом считается, что $m_1+m_2=\text{const}$. Заметим, что последний способ формирования команд аналогичен случаю счетно-импульсной модуляции. Одинаковые по величине, но противоположные по знаку команды $К_у$ можно отобразить с помощью сигналов, характеризующих одно и то же двоичное число. Однако в данном случае необходимо изменять структуру двоичного кода или формировать дополнительный знаковый сигнал, позволяющий определить знак передаваемой команды на приемной стороне КРУ.

Последовательность чисел, которая требуется при этом для отображения всех интервалов $К_у$, соответствующих как положительным, так и отрицательным значениям $К_у$, называется знакопеременной.

Передаваемый перед сигналами двоичного кода специальный знаковый сигнал может представлять собой или импульс, отличающийся по ширине от импульсов двоичного кода; или временной код, под которым, как уже отмечалось, понимается совокупность нескольких импульсов с заранее установленными промежутками между ними, и т. д. Если, например, для передачи знака используется временной код, то параметры кода (интервалы между импульсами) меняются при переходе от $К_у \geqslant 0$ к $К_у < 0$.

Для подготовки дешифратора КРУ с КИМ к приему команды в очередном цикле передачи и разделения разрядов двоичного кода по отдельным цепям на приемной стороне наряду с импульсами двоичного кода и знаковым сигналом приходится формировать так называемую стартовую (адресную) посылку, которая именуется также ключом. Вместе с тем задача ключа может решаться и знаковым сигналом.

Величина выходной команды шифратора $К_ш$ при передаче r-го интервала $К_у$ с помощью одной знакопеременной последовательности чисел определяется следующей формулой:

$$К_ш = a \sum_{l=1}^{N} 2^{l-1}\delta_l(r) = K_{п.ш}К_у, \qquad (27\text{-}66)$$

где N — значность двоичного кода; a — коэффициент, принимающий значение +1 или −1 в зависимости от знака $К_у$; $K_{п.ш}$ — коэффициент передачи шифратора, характеризующий число при поступлении на вход КРУ единичной команды; r — целое число, принимающее значения -2^N-1, -2^N-2, ..., ..., 0, 1, 2, ... 2^N-1 и характеризующее одно из общего числа $2^{N+1}-1$ интервалов квантования передаваемой команды по уровню;

$\delta_l(r)$ — функция, принимающая для заданного значения r величины 1 или 0 в зависимости от l; l — номер импульса в двоичном коде, соответствующего разряду 2^{l-1}.

Выражение (27-66) устанавливает связь $К_ш$ с $К_у$ только для отдельных дискретных значений $К_у$, при которых произведение $K_{п.ш}К_у$ представляет собой целое число. При изменении $К_у$ в интервале $К_{у(r-1)} \leqslant К_у < К_{уr}$, где $К_{у(r-1)}$ и $К_{уr}$ — значения $K_у$ на границах $(r-1)$-го и r-го интервалов, величина $К_ш$ остается постоянной.

Если, например, при $N=5$ передается значение $r=13$, то

$$\delta_1(13) = \delta_3(13) = \delta_4(13) = 1,$$

а

$$\delta_2(13) = \delta_5(13) = 0.$$

Так как максимальное значение команды на выходе шифратора составляет:

$$K_{ш.макс} = \sum_{l=1}^{N} 2^{l-1} = 2^N - 1,$$

то для коэффициента команды $K_{к.ш}$ на выходе шифратора находим:

$$K_{к.ш} = a\frac{\sum_{l=1}^{N} 2^{l-1}\delta_l(r)}{2^N - 1}.$$

Отсюда следует, что $K_{к.ш}$ изменяется (дискретно) в диапазоне ± 1.

Вследствие квантования передаваемых команд по уровню амплитудная характеристика шифратора, представляющая собой зависимость $К_ш$ от $К_у$, а следовательно, и амплитудная характеристика КРУ в целом будет иметь вид ступенчатой кривой.

Поэтому под $K_{п.ш}$ в выражении (27-66), как и под $K_{п.ш1}$ для КРУ с СИМ, следует понимать средний коэффициент передачи шифратора по соответствующему каналу, вычисляемый по формуле (27-64) [при замене в ней К на $К_ш$ при условии, что функция $К_ш = f(К_у)$ определяется кривой, проведенной через середины ступенек].

При отображении r-го интервала $К_у$ разностью двух чисел необходимость в знаковом сигнале в принципе отпадает. Однако стартовые посылки перед двоичными кодами, как правило, приходится передавать и в этом случае, поскольку они нужны для разделения разрядов при временно́м принципе селекции и для подготовки дешифратора КРУ к приему очередной команды. Поэтому в передаче команды одного канала участвуют по крайней мере три вида поднесущих: два поднесущих колебания двоичных кодов и одно поднесущее колебание стартовой посылки. В многоканальных КРУ одна и та же стартовая посылка может обслуживать несколько каналов. Оба поднесущих колебания двоичных кодов модулируются передаваемой командой. Модуляция осуществляется так, что величины чисел одной последовательности возрастают, а другой — уменьшаются. При передаче нулевой команды числа обеих последовательностей должны быть одинаковыми. Чтобы амплитудная характеристика КРУ была симметричной, числа 0 или 2^N-1 в обеих последовательностях не должны использоваться.

В общем случае под действием команды, характеризуемой r-м интервалом, числа m_1 первой последовательности должны формироваться по закону:

$$m_1 = \sum_{l=1}^{N} 2^{l-1}\delta_l(r).$$

Закон изменения чисел 2-й последовательности может быть найден на основе

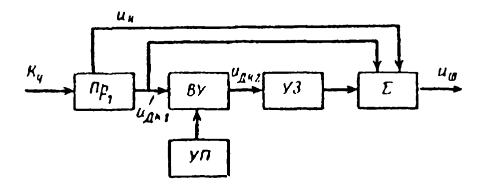


Рис. 27-49. Функциональная схема шифратора КРУ с кодово-импульсной модуляцией при применении двух последовательностей чисел.

указанного ранее условия сохранения постоянства суммы чисел обеих последовательностей. Поскольку при максимальном числе одной последовательности передается единичное число второй последовательности, то сумма обеих чисел составляет 2^N.

Поэтому закон изменения чисел второй последовательности имеет вид:

$$m_2 = 2^N - \sum_{l=1}^{N} 2^{l-1}\delta_l(r)$$

и

$$К_ш = m_1 - m_2. \qquad (27\text{-}67)$$

Схемы шифраторов КРУ с КИМ, основанные на одной знакопеременной последовательности чисел, можно разработать в соответствии со способами, известными в радиотелеметрии (гл. 26), предусматривая при этом необходимость преобразования нечетной функции $К_у(\Delta_л)$ в четную и смены кода ключа или структуры двоичного кода при переходе от положительных значений $К_у$ к отрицательным.

При передаче одной команды с помощью двух чисел m_1 и m_2, сумма которых постоянна и равна m при любом значении $К_у$, шифратор КРУ может быть построен по схеме, представленной на рис. 27-49. На этом рисунке $Пр_1$ представляет собой устройство, подобное шифраторам в радиотелеметрических системах с КИМ. Напряжение $u_{дк1}$, характеризующее 1-й двоичный код, подается на вычитающее устройство *ВУ*, куда поступают также сигналы с устройства памяти (УП). В УП хранится число 2^N.

На выходе вычитающего устройства *ВУ* образуются импульсы $u_{дк2}$ второго двоичного кода, которые после задержки на некоторое время t_1 устройством задержки (УЗ) совместно с импульсами кода ключа $u_к$ и первого двоичного кода $u_{дк1}$ подаются на сумматор Σ.

Заметим, что в шифраторе, показанном на рис. 27-49, для обоих кодов используется только один код ключа и что при передаче $К_у=0$ в $Пр_1$ формируется код, отображающий число 2^{N-1}.

Если требуется передавать несколько команд различного назначения, то в состав шифратора необходимо включить соответствующие дополнительные устройства.

Дешифраторы КРУ, осуществляющие передачу команды с помощью одной знакопеременной и двух последовательностей чисел, представляют собой совокупность связанных между собой вычитающим устройством дешифраторов КРУ (для одного канала), которые используются для передачи знакопостоянных команд и строятся в соответствии с принципами, используемыми в технике радиотелеметрии, (гл. 26).

Командные радиолинии управления для передачи разовых команд

Как уже отмечалось, в технике радиоуправления разовые команды находят весьма широкое применение. Под действием этих команд производится включение и выключение различных приборов и систем, которые размещаются на управляемых объектах. Так, разовыми командами, посылаемыми с Земли, могут включаться телевизионные и радиотелеметрические передатчики космических летательных аппаратов для связи с ними наземных пунктов управления. Большое значение имеют разовые команды в технике управления электростанциями, производственными процессами и т. д.

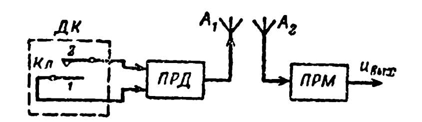


Рис. 27-50. Функциональная схема простейшей КРУ для передачи разовой команды.

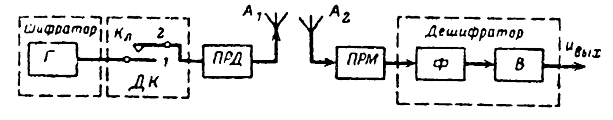


Рис. 27-51. Функциональная схема КРУ для передачи разовой команды при использовании одного синусоидального поднесущего колебания.

Помимо того, разовыми командами можно изменять траекторию движения управляемого объекта. Это обычно достигается тем, что под действием одной из передаваемых разовых команд осуществляется отклонение органа управления вправо на нужную величину, другой — влево, а третьей — в нейтральное положение, соответствующее прямолинейному движению УО.

Простейшая командная радиолиния управления для передачи одной разовой команды включает передатчик *ПРД* и приемник *ПРМ* с антеннами A_1 и A_2 соответственно (рис. 27-50).

Для управления передатчиком, устанавливаемым на пункте управления, используется датчик команд *ДК*, содержащий ключ *Кл* с подвижным и неподвижным контактами *1* и *2*. При замыкании контактов *1* и *2* антенна передатчика излучает электромагнитные колебания, вследствие чего детектор приемника, находящегося на УО, вырабатывает постоянное по величине напряжение $u_{вых}$. Это напряжение подается в исполнительное устройство, вызывая желаемое воздействие на управляемый объект.

Более надежно разовую команду можно передать с помощью КРУ, функциональная схема которой приведена на рис. 27-51. Датчиком команд *ДК* к передатчику подключается генератор *Г*, вырабатывающий гармоническое напряжение с заранее заданной частотой *F*. Этим напряжением модулируется передатчик *ПРД*.

С приемником *ПРМ*, который выделяет огибающую принимаемых модулированных сигналов, связан узкополосный резонансный фильтр *Ф*, настроенный на частоту *F*. С помощью выпрямителя *В* выходное напряжение фильтра *Ф* преобразуется в постоянное по величине напряжение $u_{вых}$, которое и представляет собой разовую команду.

Повышенная надежность передачи разовой команды в только что рассмотренной командной радиолинии управления достигается увеличением ее избирательности (с помощью фильтра *Ф*).

Очень часто разовые команды необратимы. Это означает, что восстановление прежнего состояния исполнительного устройства после воздействия на него разовой команды невозможно. Поэтому КРУ, предназначенные для передачи разовых команд, должны обладать высокой **имитостойкостью**, которая характеризуется трудностями образования ложных разовых команд.

Имитостойкость двух рассмотренных выше КРУ незначительна, в связи с чем их применение целесообразно лишь в тех случаях, когда не ожидаются значительные помехи радиоприему.

Высокая имитостойкость достигается усложнением структуры передаваемых радиосигналов. С этой целью передатчик модулируется не одним поднесущим колебанием, а кодовой группой синусоидальных напряжений или видеоимпульсов, как изображено на функциональной схеме КРУ, в которой используется *n* синусоидальных поднесущих колебаний (рис. 27-52). Эти *n*

поднесущих колебаний, называемых иногда частотным кодом, формируются генераторами $Г_1$, $Г_2$, ..., $Г_n$ и имеют частоты F_1, F_2, ..., F_n. Все генераторы подсоединены к сумматору Σ, выходной сигнал которого датчиком команд *ДК*, содержащим ключ *Кл*, давления в приемнике одной или нескольких синусоидальных поднесущих. Отсюда следует необходимость выбора величины *n* в результате компромиссного решения с учетом допустимых вероятностей того, что переданная команда будет подавлена и что

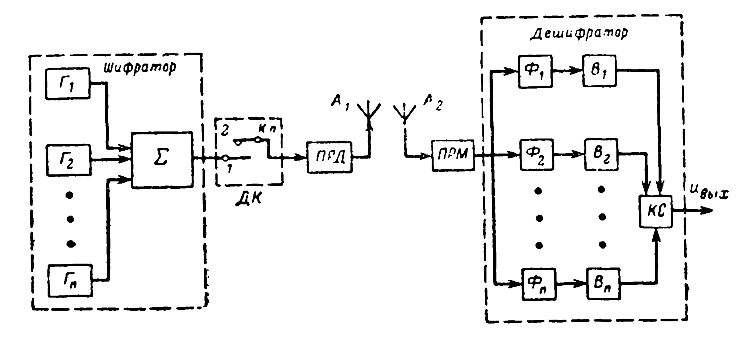


Рис. 27-52. Функциональная схема КРУ для передачи разовой команды при использовании *n* синусоидальных поднесущих колебаний

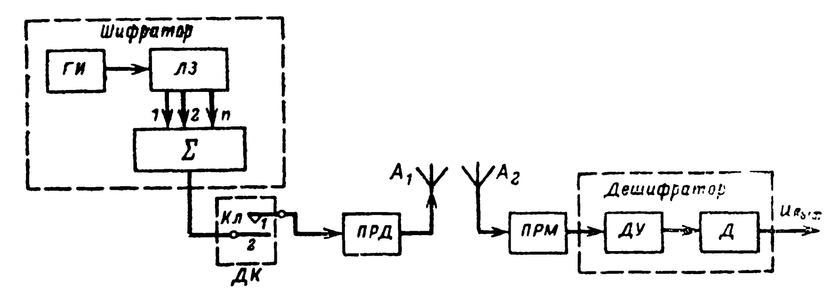


Рис. 27-53. Функциональная схема КРУ для передачи разовой команды при использовании временно́го кода.

может быть подан на передатчик *ПРД* для его модуляции. Во время замкнутого состояния контактов *1* и *2* ключа *Кл*. на выходе приемника *ПРМ* образуется напряжение, аналогичное сигналу, который вырабатывается сумматором Σ.

Фильтры $Ф_1$, $Ф_2$, ..., $Ф_n$ настроены на частоты F_1, F_2, ..., F_n и имеют не перекрывающиеся между собой амплитудно-частотные характеристики. Фильтрами $Ф_1$, $Ф_2$, ..., $Ф_n$ разделяются по отдельным цепям сигналы, соответствующие напряжениям, которые образуются на выходах генераторов $Г_1$, $Г_2$, ..., $Г_n$.

Выпрямителями $В_1$, $В_2$, ..., $В_n$ создаются напряжения постоянного тока, поступающие на каскад совпадений *КС* (схему типа И). Этот каскад формирует напряжение (разовую команду) $u_{вых}$ только при одновременном действии на него всех *n* сигналов, подаваемых с $В_1$, $В_2$, ..., $В_n$. Если на входе *КС* отсутствует хотя бы один из *n* напряжений, то $u_{вых}=0$.

Анализ схемы, представленной на рис. 27-52, показывает, что увеличение *n* способствует повышению имитостойкости КРУ. Однако при этом возрастает вероятность непрохождения разовой команды из-за подавления может образоваться ложная разовая команда на выходе КРУ.

При применении импульсных КРУ разовую команду целесообразно передавать с помощью группы из *n* импульсов с заранее установленными интервалами между ними. Такая группа, называемая **временным кодом**, может быть сформирована с помощью генератора *ГИ*, нагрузкой которого является линия задержки *ЛЗ* (рис. 27-53). Последняя должна иметь *n* отводов и соединяться с сумматором Σ.

Если датчиком команд *ДК* выход Σ связать с передатчиком *ПРД*, то на выходе приемника *ПРМ* можно получить тот же временной код, что и на входе *ПРД*.

Декодирующее устройство *ДУ* проверяет поступающий на него сигнал и вырабатывает импульс лишь в том случае, когда принимается заранее заданный код.

За время нажатия ключа *Кл* в датчике команд *ДК* на передатчик поступает не один, а значительное число $N_к$ временны́х кодов. Такое же количество $N_к$ импульсов сформирует и *ДУ*, связанное с детектором *Д*. С помощью *Д* вырабатывается постоянное по величине напряжение $u_{вых}$, пред-

ставляющее собой разовую команду на выходе приемной установки КРУ.

Все рассмотренные выше КРУ рассчитаны на передачу лишь одной разовой команды. Если необходимо передавать несколько разовых команд, используя при этом радиосигнал лишь одной несущей частоты, то КРУ должны быть многоканальными.

Наиболее просто многоканальная КРУ может быть построена при использовании синусоидальных поднесущих колебаний с различными частотами для каждого канала; при этом каждое из поднесущих колебаний, должно подключаться к передатчику датчиком команд соответствующего канала. Возможны также многоканальные КРУ, шифраторы которых для каждого канала содержат те же элементы, что и в одноканальных КРУ (рис. 27-52 и 27-53).

27-8. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И УПРАВЛЯЕМЫЕ ОБЪЕКТЫ

Исполнительные устройства

Исполнительные устройства (ИУ) систем радиоуправления предназначаются для перемещения органов управления на управляемом объекте под действием сигналов, которые вырабатываются командными радиолиниями управления (в системах командного управления) или координаторами в системах самонаведения, управления по радиозоне и автономного управления.

При управлении летательными аппаратами на ИУ воздействуют также дополнительные сигналы управления. Они вырабатываются гироскопическими датчиками, акселерометрами и т. д., установленными на управляемом объекте и воспринимающими угловые колебания УО, его нормальные ускорения и т. п.

Совокупность дополнительных сигналов управления и выходных сигналов радиоаппаратуры называется **управляющими сигналами**.

Функции, выполняемые исполнительными устройствами, могут быть самыми разнообразными: открытие и закрытие вентилей и других подобных устройств у двигателей внутреннего сгорания при регулировании режимов их работы; перемещение ручек выключателей или электрических регулирующих элементов у дизель-электрических двигателей и у электродвигателей; перемещение рулей у самолетов и ракет; открытие и закрытие шторок, регулирующих световой поток; включение и выключение различных узлов и агрегатов и т. п.

Исполнительное устройство обычно состоит из усилителя мощности (электронного, магнитного, электромагнитного, гидравлического или пневматического) и оконечного элемента. Оконечными элементами исполнительных устройств являются электродвигатели, электромагниты, гидродвигатели, пневмодвигатели, пиропатроны, магнитоэлектрические системы, электромеханические реле и др. С помощью электродвигателей, пневмодвигателей, гидродвигателей и магнитоэлектрических систем, входящих в состав замкнутых систем регулирования, производится пропорциональное перемещение органов управления УО. Такие виды ИУ, как электромагнитные, контактные, в виде пиропатронов и т. п., позволяют выполнять операции типа «включено», «выключено».

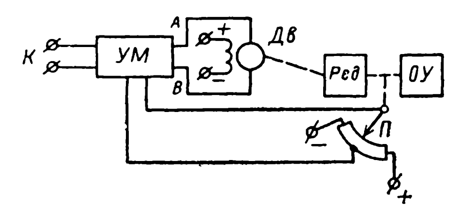


Рис. 27-54. Схема исполнительного устройства с электродвигателем постоянного тока.

Для непрерывного изменения параметров, регулирующих число оборотов у генераторов на электростанциях или уровень воды в каналах, изменяющих тягу двигателя внутреннего сгорания и т. п., используются электродвигатели и электромагниты, включаемые в состав следящих систем. Помимо электромеханических устройств на управляемых объектах могут применяться также пневмо-и гидросистемы автоматического воздействия.

Для примера рассмотрим простейшую схему исполнительного устройства с электродвигателем постоянного тока (рис. 27-54). К электродвигателю *Дв* подводится напряжение, вырабатываемое усилителем мощности *УМ*, на вход которого подаются команды управления К. Электродвигатель через редуктор *Ред* связан с органом управления *ОУ* и потенциометром *П* обратной связи. Напряжение $u_п$, снимаемое с потенциометра *П*, по цепи обратной связи поступает на усилитель мощности *УМ*, где производится сравнение К с $u_п$ и усиление разности напряжений К—$u_п$. Орган управления ОУ и движок потенциометра обратной связи перемещаются до тех пор, пока напряжение между точками *А* и *В* не станет равным нулю, т. е. пока не будет выполнена поступившая команда. Для устранения колебаний ротора двигателя, которые могут возникать в рассматриваемой системе, необходимо ввести демпфирующее устройство.

Особую группу составляют автопилоты. Автопилот представляет собой устройство, предназначенное для стабилизации осей и изменения направления движения управляемого объекта (самолета, корабля, ракеты и т. д.) под действием сигналов, поступающих с координаторов или командных радиолиний управления путем воздействия на органы управления.

Автопилот состоит из измерительного устройства, задающего устройства, усилительно-преобразовательного устройства и рулевых машин (рис. 27-55). Измерительные

устройства (обычно гироскопические приборы и акселерометры) измеряют параметры движения управляемого объекта, необходимые для стабилизации его углового положения в пространстве и получения заданных динамических свойств системы радиоуправления. Задающее устройство в соответствии с сигналами координатора или КРУ меняет ориентацию измерительных устройств и воздействует на усилительно-преобразовательное устройство.

В усилительно-преобразовательном устройстве производится суммирование сигналов, вырабатываемых измерительными устройствами и задающими устройством, усиление этих сигналов и их преобразование к виду, удобному для работы рулевых машин. Последние перемещают органы управления. Иногда сигналы координатора или КРУ подаются непосредственно на усилительно-преобразовательное устройство. Когда выходные сигналы координатора или КРУ отсутствуют, автопилот работает в режиме стабилизации. В данном режиме гироскопические датчики измерительных устройств вырабатывают напряжения, характеризующие отклонение осей УО от заданного направления. Под действием этих напряжений (после их прохождения через усилительно-преобразовательное устройство) рулевые машины отклоняют органы управления УО и последний изменяет направление своего движения. Как только оси УО возвратятся в исходное положение, выходные сигналы гироскопических датчиков будут равны нулю и органы управления устанавливаются в исходное положение.

Сигналы координатора или КРУ вызывают дополнительные перемещения органов управления и, помимо того, изменяют ориентацию системы стабилизации. Вследствие этого под действием сигналов радиоаппаратуры осуществляется перевод УО с одной траектории движения на другую и изменяются направления, относительно которых стабилизируются оси УО в пространстве.

Управляемые объекты

Наиболее часто встречаются следующие управляемые объекты: сухопутные и надводные транспортные средства; метеорологические радиотелеметрические станции, установленные в труднодоступных для человека местах; генераторы электростанций; насосы для нагнетания воды в места залегания нефти; телевизионные передатчики для контроля производственных процессов, в медицине и при научных исследованиях; модели самолетов и беспилотные самолеты; ракеты различного назначения; приборы и системы, устанавливаемые на искусственных спутниках Земли и космических летательных аппаратах.

Каждый управляемый объект является звеном системы управления, в связи с чем на параметры и характеристики радиоаппаратуры и исполнительных устройств существенное влияние оказывают все основные свойства УО.

Наиболее сложными управляемыми объектами являются корабли, самолеты, ракеты. Так, рассматривая детально, например, самолет или ракету как объект регулирования можно убедиться, что их свойства описываются громоздкой системой нелинейных дифференциальных уравнений. Эти уравнения связывают отклонение органов управления с параметрами движения, в качестве которых принимаются величина и направление вектора скорости или ускорения УО. Поэтому на ранних стадиях проектирования систем радиоуправления такими объектами используются упрощенные (линеаризованные) уравнения их движения, что иногда дает возможность аналитически исследовать основные возможности будущей системы. Наиболее же часто проектирование системы радиоуправления подвижными объектами приходится проводить при широком использовании электронных вычислительных машин, позволяющих моделировать процессы в сложных системах автоматического регулирования, каковыми и являются современные системы радиоуправления ракетами, самолетами и т. д.

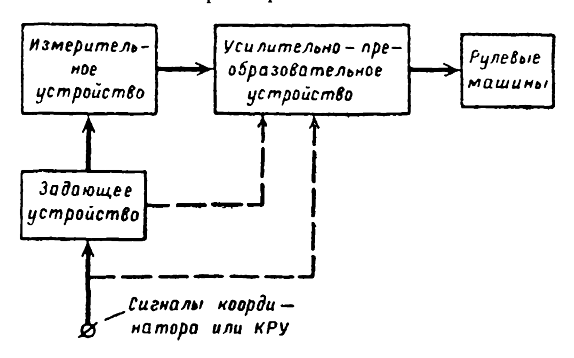
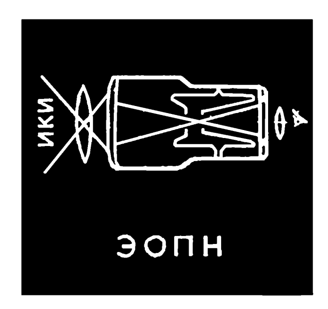


Рис. 27-55. Упрощенная функциональная схема автопилота.

Детальные сведения о передаточных функциях автопилотов и летательных аппаратов можно найти в [Л. 1, 2, 5, 6].

ЛИТЕРАТУРА

1. М. В. Максимов, Г. И. Горгонов, Радиоуправление ракетами, «Советское радио», 1964.
2. В. Н. Типугин, В. А. Вейцель, Радиоуправление, «Советское радио», 1962.
3. Б. Х. Кривицкий, Автоматические системы радиотехнических устройств, «Энергия», 1962.
4. Л. С. Гуткин, Принципы радиоуправления беспилотными объектами, «Советское радио», 1959.
5. В. А. Боднер, М. С. Козлов, Стабилизация летательных аппаратов и автопилоты, Оборонгиз, 1961.
6. А. С. Локк, Управление снарядами, Изд-во иностр. лит., 1957.



РАЗДЕЛ 28

ИНФРАКРАСНАЯ ТЕХНИКА

СОДЕРЖАНИЕ

28-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Величины и единицы, характеризующие инфракрасное излучение

Инфракрасные излучения (ИКИ) занимают область электромагнитного спектра от 0,76 до 1 000 *мкм*. С одной стороны этой области расположены *видимые излучения* (0,38—0,76 *мкм*), с другой — *миллиметровые излучения радиодиапазона*. Инфракрасные, видимые и ультрафиолетовые (0,01—0,38 *мкм*) излучения составляют *оптический диапазон* электромагнитного спектра, который обладает определенными свойствами, отличными от свойств спектра радиодиапазона.

Электромагнитные излучения оптического диапазона характеризуются величинами и единицами, приведенными в табл. 28-1. В таблице помимо энергетических даны также световые величины, определение которых — см. на стр. 629.

Особенности инфракрасной техники

Инфракрасная техника (ИКТ) — область техники, в которой рассматриваются вопросы использования инфракрасных излучений для обнаружения объектов, измерения дальности до них, определения их температуры, слежения за ними, управления ими на расстоянии и т. д.

Все тела, температура которых отлична от абсолютного нуля, обладают собственным ИКИ. Поэтому использование ИКИ для указанных целей дает известные преимущества с точки зрения уменьшения весов и габаритов приборов, так как отпадает необходимость в применении специальных генераторов излучения. Кроме того, благодаря более короткой по сравнению с радиодиапазоном длине волны излучения при заданных габаритах антенн можно получить большую разрешающую способность и большую направленность излучения.

Недостатком в использовании ИКИ является то, что они плохо, по сравнению с радиоизлучениями, проходят через замутненную атмосферу (хотя значительно лучше, чем видимые и ультрафиолетовые излучения).

В радиотехнике информация передается с помощью излучения, модулированного по амплитуде, частоте или фазе. В случае амплитудной модуляции частота несущей фиксирована и занимает узкий диапазон электромагнитного спектра. Выделение модулированного сигнала происходит в результате его детектирования и последующего усиления на низкой частоте.

Таблица 28-1

Величины и единицы, используемые в ИКТ

Энергетическая величина	Определение	Обозначение	Единица измерения	Световая величина	Обозначение	Единица измерения
Лучистая энергия	Энергия фотонов, из которых состоит оптическое излучение	W	*дж*	Световая энергия	$L = \int F\,dt$	*лм·сек*
Лучистый поток	Производная лучистой энергии по времени	$P = \frac{dW}{dt}$	*вт*	Световой поток	F	*люмен(лм)*
Сила излучения	Величина, равная отношению элементарного лучистого потока к элементарному телесному углу, в пределах которого распространяется поток	$I = \frac{dP}{d\omega}$	*вт/стер*	Сила света	$I = \frac{dF}{d\omega}$	*свеча(св)*
Излучаемость	Величина, равная отношению элементарного лучистого потока к элементарной излучающей площадке	$R = \frac{dP}{dS}$	*вт/м²*	Светность	$R = \frac{dF}{dS}$	*радлюкс (рдлк)*
Лучистость	Величина, равная отношению элементарного лучистого потока, излучаемого в данном направлении в пределах элементарного телесного угла $d\omega$, к проекции излучающей площади на плоскость, перпендикулярную направлению излучения	$B = \frac{d^2P}{dS\cos\alpha d\omega} = \frac{dI}{dS\cos\alpha}$	*вт/м²×хстер*	Яркость	$B = \frac{dI}{dS\cos\alpha}$	*нит (нт)*
Облученность	Величина, равная отношению элементарного лучистого потока, падающего на какую-либо поверхность, к величине элемента этой поверхности	$E = \frac{dP}{dS}$	*вт/м²*	Освещенность	$E = \frac{dF}{dS}$	*люкс (лк)*
Количество облучения		$H = \int E\,dt$	*вт·сек/м²*	Количество освещения	$H = \int E\,dt$	*лк·сек*

Сигнал, возникающий в процессе теплового излучения объектов, является некогерентным и занимает широкий диапазон электромагнитного спектра. Обычные приемники ИКИ, преобразуя электромагнитное излучение в электрический сигнал, из-за своей инерционности даже при облучении их монохроматическим излучением не воспроизводят на выходе сигнал, изменяющийся с частотой этого излучения, а создают выходной сигнал, величина которого пропорциональна (в некоторых пределах) мощности поступающего на вход приемника ИКИ. Таким образом, в радиотехническом смысле приемник ИКИ является одновременно детектором, и поэтому в приборах ИКТ усиление на частоте несущей отсутствует.

Применение инфракрасной техники

Приборы инфракрасной техники — инфракрасные приборы (ИКП) находят широкое применение в метеорологии, геологии, для контроля производственных процессов, для связи, а также в военном деле. По своим конструктивным особенностям ИКП могут быть разделены на следующие группы:

1. Измерители ИКИ или ИК-радиометры;
2. Обзорные ИКП или теплопеленгаторы;
3. Инфракрасные приборы, предназначенные для получения тепловых карт объектов (ТКО) или местности (ТКМ);
4. Следящие ИК-системы или ИК-системы самонаведения;
5. Электронно-оптические приборы наблюдения (ЭОПН);
6. Системы для связи на ИК-лучах;
7. Дальномеры, использующие ИК-излучения.

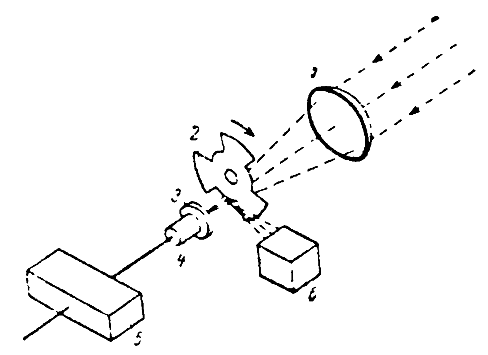


Рис. 28-1. Схема измерителя ИКИ.

Измерители ИКИ (рис. 28-1). Назначение таких приборов — *измерение абсолютного значения мощности излучения* объек-

тов. В комплект прибора входят: оптическая система *1*, устройство, модулирующее лучистый поток *2*, приемник излучения *4*, источник эталонного излучения *6*, электронная схема для усиления сигналов *5* и регистрирующее устройство. Для работы измерителя ИКИ в различных диапазонах электромагнитного спектра обычно используют интерференционные фильтры *3*.

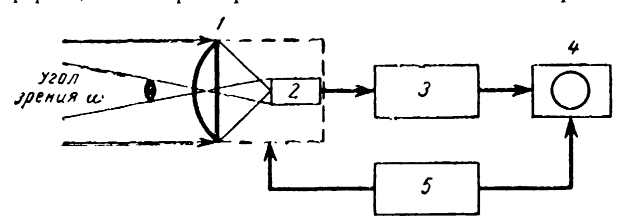


Рис. 28-2. Структурная схема обзорного ИКП.

Оптическая система (ОС) собирает ИКИ объектов и фокусирует их на приемнике излучения (ПИ); последний преобразует ИКИ в электрический сигнал, величина которого пропорциональна мощности ИКИ. Поскольку на приемник падает модулированный лучистый поток, то сигнал, снимаемый с ПИ, также является модулированным. Заметим, что из-за инерционности приемника форма сигнала на выходе ПИ может отличаться от формы сигнала модулированного излучения. Применение модуляции лучистого потока позволяет усиливать сигнал узкополосным усилителем, вследствие чего увеличивается пороговая чувствительность измерителя.

Источник эталонного излучения необходим для непрерывной градуировки измерителя, т. е. для устранения нелинейных искажений схемы и учета непостоянства параметров схемы в процессе измерения.

Большинство измерителей работают по *компенсационному принципу*, в соответствии с которым на ПИ поочередно поступают излучения от объекта и излучения от эталонного источника. Если эти излучения не одинаковы, то на выходе измерителя имеется определенный сигнал. Изменяя мощность эталонных излучений, поступающих на ПИ, добиваются нулевого сигнала на выходе схемы, что свидетельствует о равенстве измеряемого потока и потока от эталонного источника.

Обзорные ИКП (рис. 28-2). Приборы этого типа применяются для *обнаружения* объектов, обладающих ИК-излучением, и *установления угловых координат* этих объектов. Обзорные ИКП состоят из оптической системы *1*, приемника излучения *2*, блоков усиления сигналов *3*, индикатора или запоминающего устройства *4* и системы сканирования, т. е. системы перемещения угла зрения в пространстве, *5*.

Перемещение угла зрения в пространстве синхронизировано с перемещением электронного пучка в индикаторе, вследствие чего при появлении излучающего объекта в каком-либо участке угла обзора в соответствующей точке индикатора появится яркостная отметка.

При создании обзорных систем не ставится задача воспроизведения на экране индикатора формы наблюдаемых объектов или измерения их излучения, необходимо лишь обнаружить объекты и определить их координаты на максимальной дальности, при большом угле обзора за минимальное время обзора.

Для повышения точности определения угловых координат объектов необходимо уменьшать пространственный угол зрения прибора (отношение площади приемника излучения к квадрату фокусного расстояния ОС), увеличивать ширину полосы пропускания усилителя и повышать точность визуального отсчета положения отметки на экране индикатора. Однако увеличение ширины полосы пропускания усилителя снижает пороговую чувствительность прибора и, следовательно, снижает дальность действия ИКП. Это противоречие также сохраняется при стремлении обеспечить минимальное время обзора (для чего требуется усилитель с широкой полосой, так как импульсы от объектов становятся короче) и большую дальность действия ИКП.

Выбор параметров обзорного ИК-устройства производится с учетом различных предъявляемых к нему требований, однако основным требованием считается обеспечение заданной дальности действия прибора при заданной надежности и точности обнаружения объектов.

Приборы, предназначенные для получения тепловых карт. Основная задача таких приборов — *получить* достаточно *четкое изображение* излучающих объектов. Применительно к геологическим целям — это создание тепловой карты местности, применительно к метеорологии — получение тепловой карты атмосферы, в промышленности — фиксация теплового режима работы различного оборудования, в частности теплового режима работы электронных схем.

Рассматриваемые приборы могут работать либо с *механической* или *электронной разверткой* изображения, в этом случае их блок-схема подобна блок-схеме обзорных устройств, либо без всякой развертки — по схеме *эвапорографа*.

Для получения изображения хорошего качества в системах с разверткой необходимо добиваться высокой стабильности параметров развертки и малого значения угла зрения прибора. ИКП, создающие ТКМ, должны обладать высокой пороговой чувствительностью, чтобы можно было различать малые тепловые контрасты. Таким образом, и в приборах этого типа следует оптимально сочетать противоречивые требования высокой разрешающей способности и высокой пороговой чувствительности устройства.

В приборах типа эвапорографа тепловое изображение воздействует на масляную пленку, нанесенную на тонкую мембрану, вызывая неравномерное испарение пленки. При освещении такой пленки видимым излучением благодаря неоднородной толщине пленки происходит спектральное разложение отраженного белого света, вследствие чего образуется видимое цветное изображение.

Эвапорограф позволяет различать участки объекта, отличающиеся по температуре на несколько десятых градуса, для чего требуется время от десятка до долей секунды.

Следящие ИК-системы. В настоящее время существует большое число следящих ИК-систем, особенно в военной технике. Их назначение — *автоматически следить за изменением положения* теплоизлучающих объектов путем перемещения в пространстве оптической оси и, следовательно, поля зрения прибора.

Любая следящая система (рис. 28-3) состоит из оптической системы, анализирующего устройства, приемника излучения, блока усиления и механизма управления следящей системой. Оптическая система создает изображение теплоизлучающего объекта в плоскости анализирующего устройства, которое в простейшем виде представляет собой диск с вырезом. Если изображение объекта смещено относительно оптической оси ИКП, то при вращении диска лучистый поток поступает на ПИ только тогда, когда изображение объекта попадает в вырез диска. Время между опорным импульсом, который соответствует определенному положению диска, и началом импульса с ПИ характеризует направление отклонения изображения в полярной системе координат.

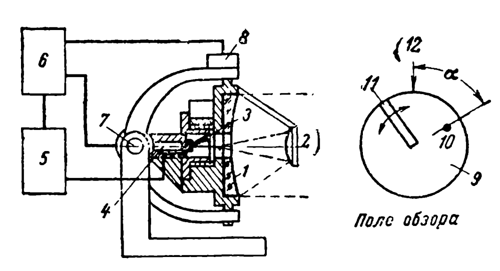


Рис. 28-3. Схема следящей ИК-системы.

1 — основное зеркало; *2* — вспомогательное зеркало; *3* — вращающийся светопровод; *4*—ПИ; *5*—усилитель; *6* — блок управления; *7* — шарнир (поворот вокруг оси *y*); *8* — шарнир (поворот вокруг оси *x*); *9* — анализирующее устройство; *10* — изображение объекта; *11* — вырез; *12* — опорный сигнал.

В следящей системе вырабатывается управляющее напряжение, пропорциональное этому времени, под действием которого механизм управления корректирует положение следящей системы таким образом, чтобы изображение объекта снова оказалось на оптической оси прибора.

Следящие системы должны иметь хорошие динамические характеристики, чтобы успевать следить за быстро отклоняющейся целью, и хорошие точностные характеристики.

Электронно-оптический прибор наблюдения (ЭОПН). ЭОПН (рис. 28-4) представляет собой обычную зрительную трубу, у которой между объективом и окуляром

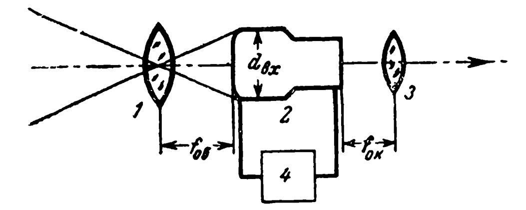


Рис. 28-4. Структурная схема ЭОПН.

1 — объектив; *2* — электронно-оптический преобразователь; *3* — окуляр; *4* — блок питания.

расположен электронно-оптический преобразователь (ЭОП). С помощью ЭОП производится как *преобразование ИКИ объектов* (до 1,3 *мкм*) в видимое излучение, так и *усиление* лучистого потока, идущего от объектива к окуляру прибора.

Помимо своего прямого назначения, ЭОПН широко используются для фотографирования в ИК-лучах на обычную пленку и в качестве электронного фотозатвора.

Система для связи на ИК-лучах. Система для связи является активной системой, т. е. она состоит из источника ИКИ и приемного устройства.

Источник ИКИ должен обладать большой осевой силой света и соответственно узкой направленностью. Луч источника модулируется в соответствии с передаваемым сообщением. В качестве источника ИКИ в системах связи широко используются *оптические квантовые генераторы-лазеры* (см. разд. 29).

Приемное устройство имеет оптическую систему, приемник излучения, усилитель, демодулятор и систему воспроизведения (телефон). Системы для связи на ИК-лучах благодаря узкой направленности источника обладают большой скрытностью действия, но по этой же причине весьма трудно согласовать оптические оси приемной и передающих систем.

Дальномеры, использующие ИК-излучения. Такие дальномеры могут быть построены, как активные и как пассивные ИК-системы. Активные дальномеры состоят из источника импульсных сигналов и приемного устройства. Дальность измеряется, как в радиолокации, по времени прохождения ИК-сигнала в прямом и обратном направлении по отношению к визируемому объекту. В активных системах достигается высокая точность измерения расстояний. Так, например, измерение времени с точностью до 0,01 *мксек* позволяет оценивать расстояние с точностью до 1,5 *м*.

В пассивных дальномерах (рис. 28-5) расстояние до визируемого объекта D определяется по углам визирования α_1 и α_2 и известной базе b, расположенной либо перпендикулярно оптической оси прибора либо вдоль оптической оси:

$$D = \frac{b \sin \alpha_2}{\sin (\alpha_1 + \alpha_2)} . \qquad (28\text{-}1)$$

Чем больше база, тем более точно измеряется расстояние. Абсолютная ошибка изме-

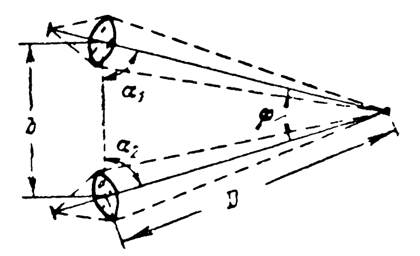


Рис. 28-5. Схема ИК-дальномера.

рения расстояния пропорциональна квадрату расстояния, т. е. точность пассивного дальномера быстро ухудшается с увеличением расстояния.

28-2. ТЕПЛОВЫЕ ИСТОЧНИКИ ИКИ

Инфракрасные излучения создаются источниками различных типов. Наиболее распространенными источниками ИКИ являются тепловые источники. Широкое применение в последнее время получили также электролюминесцентные источники и оптические квантовые генераторы (лазеры).

Основные законы теплового излучения

Тепловое излучение — это электромагнитное излучение тел, температура которых выше абсолютного нуля. Тепловые излучения тела, имеющего температуру T, состоят из излучений различной длины волны или различной частоты электромагнитных колебаний. Если всю мощность излучения тела с единицы его площади характеризовать излучаемостью R, то на каждой длине волны или на каждой частоте электромагнитных колебаний мощность излучения будет характеризоваться *спектральной плотностью излучаемости* $r(\lambda, T)$ или $r(f, T)$:

$$r(\lambda, T) = \frac{dR}{d\lambda} [вт/м^3], \text{ а } r(f, T) = \frac{dR}{df} [вт/м^2 \cdot гц].$$

Напомним, что λ и f связаны соотношением $\lambda = c/f$, где c — скорость света.

Аналогичным образом можно ввести понятие о спектральной плотности каждой величины, указанной в табл. 28-1.

Закон излучения Кирхгофа. Тепловые излучения всех реальных тел подчиняются закону излучения Кирхгофа, который утверждает, что отношение спектральной плотности излучаемости тела при данной длине волны и данной температуре к спектральному коэффициенту поглощения тела (при тех же значениях λ и T) есть величина постоянная и равная спектральной плотности излучаемости абсолютно черного тела $r_0(\lambda, T)$:

$$\frac{r'(\lambda, T)}{\alpha'(\lambda, T)} = \frac{r''(\lambda, T)}{\alpha''(\lambda, T)} = \frac{r_0(\lambda, T)}{\alpha_0(\lambda, T)} = r_0(\lambda, T), \qquad (28\text{-}2)$$

где $r'(\lambda, T)$, $r''(\lambda, T)$ — спектральные плотности излучаемости произвольных температурных излучателей, а $\alpha'(\lambda, T)$, $\alpha''(\alpha, T)$ — их спектральные коэффициенты поглощения.

Спектральным коэффициентом поглощения тела, имеющего температуру T, называется величина, характеризующая отношение монохроматического лучистого потока $p_\alpha(\lambda)$, поглощенного телом, к монохроматическому лучистому потоку $p_0(\lambda)$, упавшему на данное тело:

$$\alpha(\lambda, T) = \frac{p_\alpha(\lambda)}{p_0(\lambda)} . \qquad (28\text{-}3)$$

Абсолютно черным телом (АЧТ) называется тело, которое поглощает все падающие на него излучения, т. е. тело, для которого $\alpha_0(\lambda, T) = 1$. Так как для любого тела, кроме абсолютно черного, $\alpha(\lambda, T) < 1$, то $r_0(\lambda, T) > r(\lambda, T)$. Следовательно, при данной температуре ИКИ абсолютно черного тела превышают ИКИ любого другого тела.

Электромагнитный спектр излучения является важной характеристикой источника ИКИ. Электромагнитным (оптическим) спектром излучения называется зависимость спектральной плотности излучения от длины волны или частоты электромагнитных колебаний.

Для некоторых источников их электромагнитные спектры излучения могут быть вычислены теоретически. Электромагнитный спектр излучений абсолютно черного тела можно определить по формуле Планка, полученной на основании предположения о квантовом характере теплового излучения:

$$r_0(\lambda, T) = c_1 \lambda^{-5} \left[e^{\frac{c_2}{\lambda T}} - 1 \right]^{-1} , \qquad (28\text{-}4)$$

где $c_1 = 3{,}739 \cdot 10^{-12}$ *вт · см*^{2}; $c_2 = 1{,}438$ *см · град*; λ — длина волны, *см*; T — абсолютная температура.

Электромагнитный спектр излучений абсолютно черного тела однозначно связан с его температурой.

Формула Планка определяет также температурную зависимость теплового излучения. Результаты расчета $r_0(\lambda, T)$ по формуле Планка для различных температур излучающего тела представлены на рис. 28-6

Длина волны λ_m, на которой излучение абсолютно черного тела максимально, находится из зависимости (закон Вина)

$$\lambda_m = \frac{2\,896}{T^\circ K}\ [мкм]. \qquad (28\text{-}5)$$

Величина максимальной спектральной плотности излучаемости при температуре T равна:

$$r_m(\lambda, T) = \sigma_1 T^5, \qquad (28\text{-}6)$$

где $\sigma_1 = 1{,}2892 \cdot 10^{-11}$ *вт · см⁻³ · град⁻⁵*.

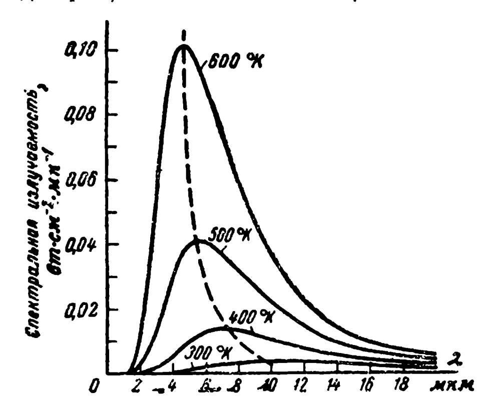


Рис. 28-6. Кривые спектрального излучения абсолютно черного тела при различных температурах.

Излучаемость абсолютно черного тела при температуре T составляет (закон Стефана — Больцмана):

$$R = \int_0^\infty r_0(\lambda, T)\, d\lambda = \sigma_2 T^4, \qquad (28\text{-}7)$$

где $\sigma_2 = 5{,}678 \cdot 10^{-12}$ *вт · см⁻² · град⁻⁴*.

Если провести интегрирование от $\lambda = 0$ до $\lambda = \lambda_m$, то получим:

$$(R)_{0-m} = 0{,}25\ R.$$

Реальные тепловые источники излучают всегда меньше абсолютно черного тела. Отношение

$$\varepsilon(\lambda, T) = \frac{r(\lambda, T)}{r_0(\lambda, T)} \qquad (28\text{-}8)$$

называется *коэффициентом излучения данного источника*. Из закона Кирхгофа следует, что

$$\frac{r(\lambda, T)}{r_0(\lambda, T)} = \alpha(\lambda, T).$$

Тогда

$$\varepsilon(\lambda, T) = \alpha(\lambda, T),$$

т. е. спектральный коэффициент излучения источника для данных λ и T равен его спектральному коэффициенту поглощения. Если ε не зависит от длины волны, то имеем источник с *«серым»* излучением. Если ε зависит от длины волны, то имеем источник с *селективным* или избирательным излучением. Избирательное излучение свойственно металлам, газам, парам.

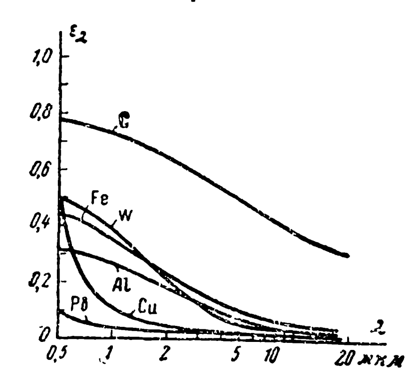


Рис. 28-7. Кривые зависимости спектрального коэффициента излучения металлов и графита (C) от длины волны.

Интегральные коэффициенты излучения некоторых материалов приведены в табл. 28-2. На рис. 28-7 представлена зависимость спектральных коэффициентов излучения различных материалов от длины волны.

Таблица 28-2

Интегральные коэффициенты излучения некоторых материалов

Материал	Температура, °К	Коэффициент излучения ε
Серебро	273	0,02
Алюминий полированный	273	0,05
Медь электролитическая полированная	353	0,018
Железо полированное	311	0,21
Вольфрам	2 300	0,28
Медь черная окисленная	300	0,78
Вода	273	0,92
Стекло	293	0,34
Кирпич красный	293	0,93
Дерево	293	0,895

Спектральные кривые излучения (зависимость спектральной плотности энергетической величины от длины волны λ), построенные в относительных единицах для абсолютно черного тела и тела с серым излучением, совпадают. Поэтому для характеристики серого излучения вводят понятие *цветовой температуры* тела, при которой абсолютно черное тело имеет в заданном диапазоне спектра такое же спектральное распределение излучения, как и данное тело.

Максимальная спектральная плотность излучаемости тела с серым излучением

Таблица 28-3

Зависимость $y = f(x)$ $\left[x = \dfrac{\lambda}{\lambda_m};\ y = \dfrac{r(\lambda,\ T)}{r_m(\lambda,\ T)}\right]$

x	y	x	y	x	y	x	y	x	y
0,10	$4,70\cdot10^{-15}$	0,61	49,17	1,04	99,63	1,47	73,27	2,00	40,54
0,15	$7,91\cdot10^{-9}$	0,62	51,70	1,05	99,44	1,48	72,52	2,05	38,27
0,20	$7,37\cdot10^{-6}$	0,63	54,20	1,06	$99,20\cdot10^{-2}$	1,49	71,78	2,10	36,14
0,21	$0,188\cdot10^{-4}$	0,64	56,67	1,07	98,92	1,50	71,04	2,15	34,14
0,22	0,437	0,65	59,08	1,08	98,60	1,51	70,30	2,20	32,28
0,23	0,931	0,66	61,45	1,09	98,28	1,52	69,56	2,25	30,53
0,24	1,85	0,67	63,78	1,10	97,88	1,53	68,83	2,30	28,87
0,25	3,45	0,68	66,06	1,11	97,48	1,54	68,10	2,35	27,31
0,26	6,10	0,69	68,25	1,12	97,04	1,55	67,38	2,40	25,85
0,27	$0,102\cdot10^{-2}$	0,70	70,42	1,13	96,59	1,56	66,66	2,45	24,47
0,28	0,162	0,71	72,48	1,14	96,12	1,57	65,94	2,50	23,18
0,29	0,254	0,72	74,48	1,15	95,63	1,58	65,22	2,55	21,96
0,30	0,380	0,73	76,42	1,16	95,11	1,59	64,51	2,60	20,83
0,31	0,55	0,74	78,28	1,17	94,56	1,60	63,80	2,65	19,76
0,32	0,774	0,75	80,05	1,18	93,99	1,61	63,10	2,70	18,75
0,33	1,062	0,76	$81,74\cdot10^{-2}$	1,19	93,39	1,62	62,41	2,75	17,79
0,34	1,425	0,77	83,36	1,20	92,77	1,63	61,73	2,80	16,88
0,35	1,870	0,78	84,91	1,21	92,14	1,64	61,05	2,85	16,05
0,36	2,41	0,79	86,36	1,22	91,50	1,65	60,38	2,90	15,28
0,37	3,051	0,80	87,74	1,23	90,85	1,66	59,72	2,95	14,53
0,38	3,801	0,81	89,04	1,24	90,19	1,67	59,06	3,00	13,83
0,39	4,667	0,82	90,26	1,25	89,51	1,68	58,04	3,10	12,57
0,40	5,648	0,83	91,40	1,26	88,82	1,69	57,75	3,20	11,41
0,41	6,76	0,84	92,46	1,27	88,12	1,70	57,11	3,30	10,38
0,42	8,00	0,85	93,45	1,28	87,41	1,71	56,47	3,40	9,47
0,43	9,36	0,86	94,35	1,29	86,70	1,72	55,84	3,50	8,66
0,44	10,84	0,87	95,19	1,30	85,98	1,73	55,21	3,60	7,92
0,45	12,45	0,88	95,95	1,31	85,26	1,74	54,59	3,70	7,26
0,46	$14,18\cdot10^{-2}$	0,89	96,63	1,32	84,53	1,75	53,98	3,80	6,67
0,47	16,02	0,90	97,24	1,33	83,79	1,76	53,37	3,90	6,14
0,48	17,97	0,91	97,78	1,34	83,05	1,77	52,76	4,00	5,65
0,49	20,03	0,92	98,26	1,35	82,03	1,78	52,16	4,50	3,83
0,50	22,17	0,93	98,68	1,36	$81,55\cdot10^{-2}$	1,79	51,57	5,00	2,68
0,51	24,39	0,94	99,04	1,37	80,80	1,80	50,99	6,00	1,42
0,52	26,70	0,95	99,34	1,38	80,04	1,82	49,84	7,00	0,82
0,53	29,06	0,96	99,59	1,39	79,69	1,84	48,70	8,00	0,505
0,54	31,48	0,97	99,78	1,40	78,53	1,86	47,60	9,00	0,327
0,55	33,95	0,98	99,90	1,41	77,77	1,88	46,52	10,00	$0,223\cdot10^{-2}$
0,56	36,45	0,99	99,97	1,42	77,01	1,90	45,46	15,00	$4,78\cdot10^{-4}$
0,57	38,98	1,00	100,00	1,43	76,26	1,92	44,43	20,00	$1,58\cdot10^{-4}$
0,58	41,52	1,01	99,98	1,44	75,51	1,94	43,42	30,00	$32,5\cdot10^{-6}$
0,59	44,08	1,02	99,91	1,45	74,76	1,96	42,43	40,00	$10,5\cdot10^{-6}$
0,60	46,63	1,03	99,79	1,46	74,01	1,98	41,47	50,00	$4,36\cdot10^{-6}$

равна:

$$r_m(\lambda,\ T) = \varepsilon\sigma_1 T^5.$$

Излучаемость тела с серым излучением составляет:

$$R = \varepsilon\sigma_2 T^4. \qquad (28\text{-}9)$$

Спектральная кривая излучения тела с избирательным излучением может быть получена из спектральной кривой излучения абсолютно черного тела умножением ординат последней на соответствующий коэффициент излучения.

Излучаемость тела с избирательным излучением равна:

$$R = \int_0^\infty r(\lambda,\ T)\,\varepsilon(\lambda,\ T)\,d\lambda. \qquad (28\text{-}10)$$

Методика расчета электромагнитного спектра абсолютно черного тела. Непосредственный расчет величины $r(\lambda,\ T)$ по формуле Планка сложен. Поэтому для построения электромагнитного спектра (спектраль-

ных кривых излучения) $r(\lambda, T) = f(\lambda)$ пользуются табл. 28-3.

Порядок вычисления спектральной кривой излучения

1. Определяем

$$\lambda_m = \frac{2\,896}{T^\circ \text{K}} \; [\textit{мкм}].$$

2. Задаваясь различными значениями λ, находим x, а затем по табл. 28-3 определяем y.

Полученные величины достаточны для построения спектральных кривых излучения в относительных единицах. Если кривые должны быть построены в абсолютных единицах, то

3. Вычисляем $r_m(\lambda, T)$.
4. Находим

$$r(\lambda, T) = y r_m(\lambda, T).$$

Тепловые источники ИКИ

Искусственные источники ИКИ. Лампы накаливания. В качестве источника излучения используется вольфрамовая нить, помещенная в вакууме или в атмосфере инертных газов. Вольфрам обладает избирательным излучением в видимой области спектра. Длинноволновые ИКИ вольфрамовой нити не пропускаются стеклом баллона лампы накаливания, но сам баллон, нагреваясь поглощаемым лучистым потоком, является источником длинноволновых ИКИ. Спектральная излучаемость лампы накаливания представлена в табл. 28-4.

Таблица 28-4

Спектральная излучаемость лампы накаливания ($T = 2\,854°$ К)

Длина волны, *мкм*	Излучаемость, отн. ед.	Длина волны, *мкм*	Излучаемость, отн. ед.
0,35	0,014	1,05	1,0
0,4	0,0538	1,1	0,988
0,45	0,122	1,2	0,95
0,5	0,215	1,3	0,89
0,55	0,354	1,4	0,826
0,6	0,495	1,5	0,717
0,65	0,612	1,6	0,63
0,7	0,72	1,7	0,555
0,75	0,81	1,8	0,495
0,8	0,88	1,9	0,43
0,85	0,935	2	0,374
0,9	0,875	2,2	0,28
0,95	0,984	2,4	0,237
1,0	1,0	2,6	0,186

Экономичность лампы накаливания как источника видимых излучений характеризуется ее *светоотдачей* ζ, т. е. отношением излучаемого светового потока к мощности, потребляемой лампой. У современных ламп накаливания $\zeta = 10 \div 20$ *лм/вт*. Экономичность лампы накаливания как источника ИКИ характеризуется отношением излучаемого приведенного потока (см. стр. 628) к мощности, потребляемой лампой. При изменении напряжения U относительно его номинального значения U_0 параметры лампы накаливания изменяются в соответствии с формулами:

$$\text{световой поток } F = F_0 \left(\frac{U}{U_0}\right)^{3,6};$$

$$\text{световая отдача } \zeta = \zeta_0 \left(\frac{U}{U_0}\right)^{2};$$

$$\text{температура нити } T = T_0 \left(\frac{U}{U_0}\right)^{1,3};$$

$$\text{срок службы } t = t_0 \left(\frac{U}{U_0}\right)^{-14}.$$

Если лампа накаливания питается переменным током с частотой 50 *гц*, то ее излучение содержит переменную составляющую с частотой 100 *гц* и постоянную составляющую.

Глобар. Представляет собой стержень из карбида кремния длиной в несколько сантиметров и диаметром около 5 *мм*, который нагревается в воздухе электрическим током (5—6 *а*) до $T = 1\,400°$ К. Коэффициент излучения Глобара равен 0,8 в диапазоне длин волн от 2 до 14 *мкм*.

Штифт Нернста. Трубка длиной 3 *см* и диаметром 2 *мм*, изготовленная из смеси окислов циркония и иттрия, нагревается до $T = 2\,000°$ К током 0,9 *а* при напряжении 220 *в*. Штифт имеет отрицательный температурный коэффициент сопротивления, и поэтому его необходимо подключать к сети последовательно со стабилизирующим сопротивлением. Электромагнитный спектр излучения штифта близок к излучению абсолютно черного тела в диапазоне от видимых излучений до длины волны порядка 15 *мкм*.

Естественные источники ИКИ. Излучение естественных источников очень важно при использовании различных ИК-приборов в реальных условиях. В некоторых случаях это излучение является источником подсветки наблюдаемых объектов, в других случаях оно создает мешающий фон, который должен быть устранен с помощью различных методов селекции.

При анализе влияния фона на ИК-приборы необходимо пользоваться суммарными характеристиками фона, учитывающими как излучательную, так и отражательную способность фона (см. § 28-4).

Излучение Солнца. Солнце имеет цветовую температуру, близкую к 6 000° К. Угловой размер Солнца составляет 32′. Солнце создает на границе атмосферы облученность в 1 310 *вт/м*^{2}, что соответствует солнечной постоянной, т. е. плотности падающей лучистой энергии в 1,8 *кал* на 1 *см*^{2} в минуту.

При прохождении солнечных излучений через атмосферу их электромагнитный

спектр искажается (рис. 28-8) из-за поглощения лучистого потока атмосферой.

Освещенность земной поверхности Солнцем изменяется в широких пределах в зависимости от времени года, времени суток (рис. 28-9), географических координат освещаемого участка, состояния атмосферы. В освещенности земной поверхности помимо прямых солнечных излучений значительную часть (до 30%), особенно при малых высотах Солнца, составляет рассеянное атмосферой солнечное излучение.

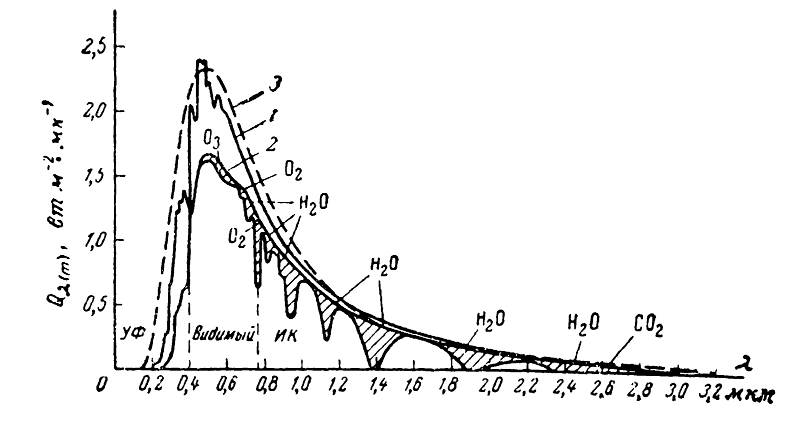


Рис. 28-8. Спектр излучения Солнца.

1 — вне атмосферы; *2* — на уровне моря; *3* — спектр излучения абсолютно черного тела при $T=6\,000°$ К.

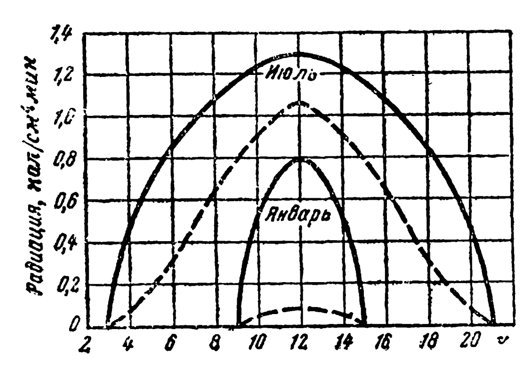


Рис. 28-9. Суточное изменение облученности земной поверхности в средних широтах.

Сплошные кривые — облученность на плоскости, перпендикулярной лучам Солнца; пунктирные кривые — облученность на горизонтальной плоскости.

Излучение Луны. Цветовая температура Луны в видимой области спектра равна в среднем 4 000° К. Угловой размер Луны в полнолуние составляет 32 *мин*. Луна создает на Земле максимальную освещенность порядка 0,25 *лк*.

Излучение земной поверхности. Излучение земной поверхности в общем случае состоит из отраженных излучений и собственных излучений земных образований (почва, растительность, вода). Электромагнитный спектр отраженных излучений определяется спектральным составом излучений, падающих на землю, и спектральными коэффициентами отражения земных образований. Днем отраженные излуче-

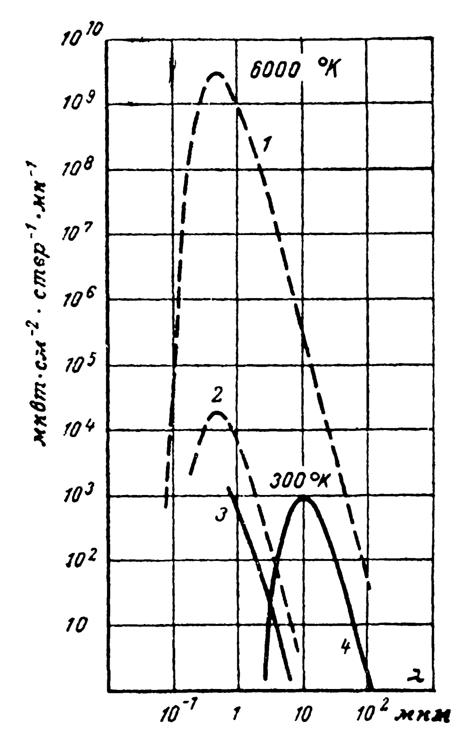


Рис. 28-10. Электромагнитный спектр излучения атмосферы.

1 — Солнце 6 000° К; *2* — облака, освещенные Солнцем; *3* — чистое небо; *4* — небо при $T=300°$ К.

ния в основном состоят из отраженных солнечных излучений, ночью — это отраженные излучения Луны и атмосферы, окружающей Землю. Поэтому дневные отраженные излучения преимущественно расположены в коротковолновой части электромагнитного спектра (до 3 *мкм*), а ночные отраженные излучения — как в коротковолновой, так и в длинноволновой части спектра.

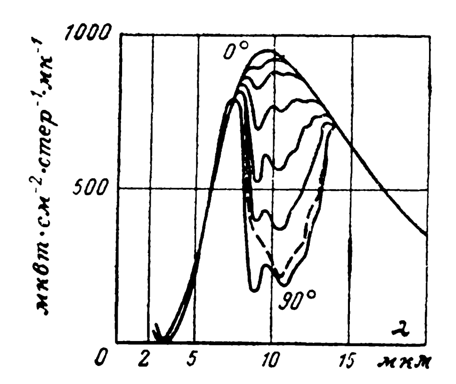


Рис. 28-11. Спектральная излучаемость чистого ночного неба для различных углов отклонения от горизонта.

Углы: 0, 2, 3, 6, 7, 14, 30 и 90°. Окружающая температура 27° С.

Поскольку земные образования излучают как серое тело, то электромагнитный спектр их собственных излучений однозначно определяется температурой поверхности Земли. Эти излучения существенны при длине волны $\lambda > 3$ *мкм*. Средние значения коэффициентов излучения земных покровов составляют 0,85—0,99. Излучение Земли в значительной мере поглощается атмосферой, и только в пределах «окна» (8—14 *мкм*) оно беспрепятственно уходит в мировое пространство.

Излучение атмосферы. Излучение атмосферы определяется двумя физическими процессами: тепловым излучением составляющих атмосферы и рассеянием солнечного излучения молекулами воздуха, облаками и аэрозолями. Тепловое излучение наблюдается днем и ночью, а рассеянное — только днем.

Электромагнитный спектр излучений атмосферы можно разбить на два участка: длинноволновый и коротковолновый (рис. 28-10). В длинноволновом участке (от 5 до 100 *мкм*) располагаются тепловые излучения, которые однозначно определяются низкой температурой атмосферы. Коротковолновый участок обусловлен рассеянными излучениями Солнца.

Спектральный состав излучения чистого неба зависит от положения излучающего участка на небосводе (рис. 28-11).

Облачное небо в ИК-области спектра излучает как черное тело, имеющее температуру облачности, ибо водяные пары являются хорошими поглотителями ИК-излучений. В видимой области спектра облако почти диффузно отражает падающие на него излучения.

Яркость неба в зените для различных положений Солнца на высоте 10 *км* изменяется от 40 до 90 *нит*.

Пространственный спектр ИКИ

При наблюдении теплоизлучающих объектов или при получении ТКМ помимо электромагнитного спектра источников нужно знать также распределение их лучистости в пространстве, ибо по распределению лучистости можно судить о форме наблюдаемых объектов. Распределение лучистости в пространстве является двухмерной функцией координат пространства x и y. Для некоторых одиночных объектов простейшей формы (прямоугольник, круг и т. д.) эта функция может быть выражена аналитически. Для более сложных одиночных объектов, для случайной совокупности объектов и земных образований (фона) подобрать аналитическое выражение для функции лучистости весьма затруднительно.

Из радиотехники известно, что при описании прохождения радиосигналов через звенья радиоцепи в большинстве случаев важно знать не аналитическое выражение сигнала, а его «временной» спектр — преобразование Фурье от функции сигнала. Поэтому по аналогии с временным спектром представим двухмерную функцию лучистости в виде набора двухмерных пространственных гармонических составляющих, также используя для этого двухмерное преобразование Фурье.

Сначала рассмотрим простейший случай (рис. 28-12), когда лучистость B имеет периодическое распределение вдоль оси x и постоянна вдоль оси y (*одномерная картина*). В этом случае лучистость может быть представлена набором дискретных пространственных гармонических составляющих лучистости, гребни которых параллельны оси y. Величина, обратная периоду X пространственной гармонической составляющей, называется пространственной частотой этой составляющей

$$\omega_x = \frac{1}{X}.$$

Амплитуды и фазы пространственных гармоник, из которых состоит функция лучистости $B(x)$, могут быть получены из выражения

$$b_n = \frac{1}{X} \int\limits_{-\frac{X}{2}}^{\frac{X}{2}} B(x)\, e^{-j2\pi \frac{n}{X} x}\, dx,$$

где X — период функции лучистости; n — номер гармоники.

Величина b_n является комплексной функцией пространственной частоты. Модули этой величины для различных n представляют собой амплитуды гармонических составляющих, а зависимость амплитуд от пространственной частоты — амплитудный

где X — период функции лучистости вдоль оси x; Y — период функции лучистости вдоль оси y; n — номер гармоники на оси пространственных частот ω_x; m — номер гармоники на оси пространственных частот ω_y.

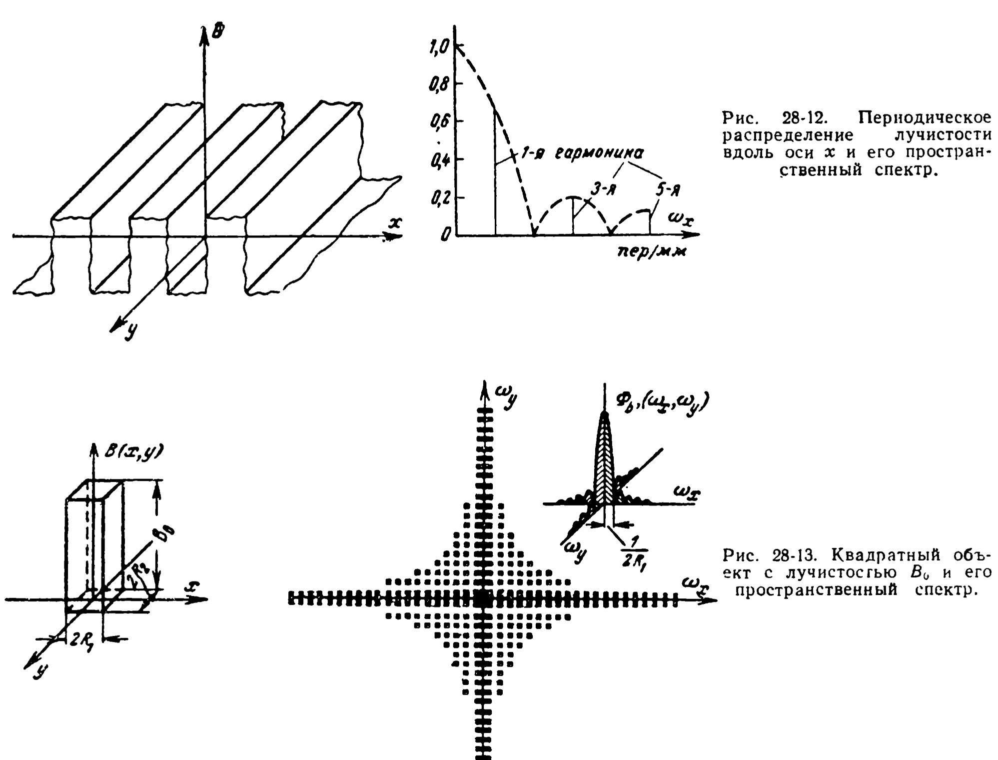


Рис. 28-12. Периодическое распределение лучистости вдоль оси x и его пространственный спектр.

Рис. 28-13. Квадратный объект с лучистостью B_0 и его пространственный спектр.

пространственный или пространственно-частотный спектр (ПЧС) функции $B(x)$. Зависимость фаз гармоник от пространственной частоты дает фазовый пространственно-частотный спектр функции $B(x)$.

Если лучистость $B(x, y)$ имеет периодическое распределение не только вдоль оси x, но и вдоль оси y (*двухмерная картина*), то ее можно представить в виде набора дискретных гармонических составляющих, расположенных как вдоль оси x, так и вдоль оси y. Амплитуды и фазы пространственных гармоник, из которых состоит двухмерная функция лучистости, могут быть определены из выражения

$$b_{n,m} = \frac{1}{XY} \int\limits_{-\frac{X}{2}}^{\frac{X}{2}} \int\limits_{-\frac{Y}{2}}^{\frac{Y}{2}} B(\zeta, \eta) \times$$

$$\times e^{-j2\pi\left(\frac{n}{X}\zeta + \frac{m}{Y}\eta\right)} d\zeta\, d\eta,$$

В этом случае получаются уже двухмерные амплитудный и фазовый пространственно-частотные спектры функции $B(x, y)$.

Непериодическое двухмерное распределение лучистости (одиночные объекты) может быть выражено набором бесконечно большого числа пространственных гармоник с непрерывно изменяющимися пространственными частотами ω_x и ω_y (двухмерным интегралом Фурье)

$$B(x, y) = \int\limits_{-\infty}^{\infty}\int e^{2j\pi(\omega_x x + \omega_y y)} d\omega_x \times$$

$$\times d\omega_y \int\limits_{-\infty}^{\infty}\int B(\zeta, \eta)\, e^{-2j\pi(\omega_x\zeta + \omega_y\eta)} d\zeta\, d\eta.$$

Зависимость вида

$$\Phi_B(j\omega_x, j\omega_y) =$$

$$= \int\limits_{-\infty}^{\infty}\int B(\zeta, \eta)\, e^{-2j\pi(\omega_x\zeta + \omega_y\eta)} d\zeta\, d\eta$$

представляет собой двухмерную спектральную плотность функции $B(x, y)$.

Так, например, если объект имеет форму прямоугольника, лучистость которого B_0 постоянна (рис. 28-13), то он может быть представлен двухмерным ПЧС, описываемым выражением

$$\Phi_в(\omega_x, \omega_y) = 4B_0R_1R_2 \frac{\sin 2\pi R_1\omega_x}{2\pi R_1\omega_x} \times \frac{\sin 2\pi R_2\omega_y}{2\pi R_2\omega_y},$$

где R_1 и R_2 — стороны прямоугольника.

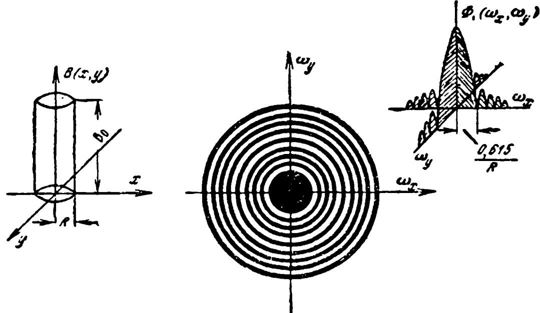


Рис. 28-14. Круглый объект с лучистостью B_0 и его пространственный спектр.

Если объект имеет форму круга (рис. 28-14), то ему соответствует двухмерный ПЧС вида

$$\Phi_в(\omega_x, \omega_y) = 2B_0\pi R^2 \times \frac{I_1\left(2\pi R\sqrt{\omega_x^2+\omega_y^2}\right)}{2\pi R\sqrt{\omega_x^2+\omega_y^2}},$$

где R — радиус круга; $I_1\left(2\pi R\sqrt{\omega_x^2+\omega_y^2}\right)$ — функция Бесселя первого рода первого порядка.

Преобразование Фурье линейно, и поэтому при сдвиге двухмерной функции лучистости на величину x_1 и y_1 ее двухмерный ПЧС, по существу, остается без изменений и должен быть умножен только на фазовый множитель

$$e^{j2\pi(\omega_x x_1 + \omega_y y_1)}.$$

Поворот функции лучистости на угол α приводит к аналогичному повороту ее двухмерного ПЧС также на угол α.

Фон представляет собой случайную совокупность различных объектов и земных образований, и поэтому *распределение лучистости фона* в пространстве также носит *случайный характер*. Все множество фонов можно разбить на ряд подмножеств, в пределах которых статистические характеристики фонов имеют определенный вид. Если предположить, что распределение лучистости фона в пределах подмножества стационарно, то оно может быть описано средним значением лучистости, двухмерной автокорреляционной функцией лучистости фона и двухмерным пространственно-частотным спектром дисперсий лучистости фона (математический аналог последнего в радиотехнике — спектр мощности).

Автокорреляционная функция двухмерного стационарного случайного процесса, заданного на площади XY, определяется выражением

$$K(\zeta, \eta) = \frac{1}{XY}\int_X\int_Y B(x, y)\, B(x + \zeta, y + \eta)\, dxdy.$$

Приближенный спектр дисперсий может быть получен путем усреднения по площади XY квадрата амплитудного ПЧС

$$S_в(\omega_x, \omega_y) = \frac{1}{XY}|\Phi_в(\omega_x, \omega_y)|^2.$$

Более точное значение спектра дисперсий находим в результате применения преобразования Фурье к автокорреляционной функции лучистости фона

$$S_в(\omega_x, \omega_y) = \int\int_{-\infty}^{\infty} K(\zeta, \eta) \times e^{-j2\pi(\omega_x\zeta + \omega_y\eta)}d\zeta d\eta.$$

Заметим, что в некоторых работах пространственно-частотный спектр дисперсий называется пространственно-частотным спектром Хинчина-Винера.

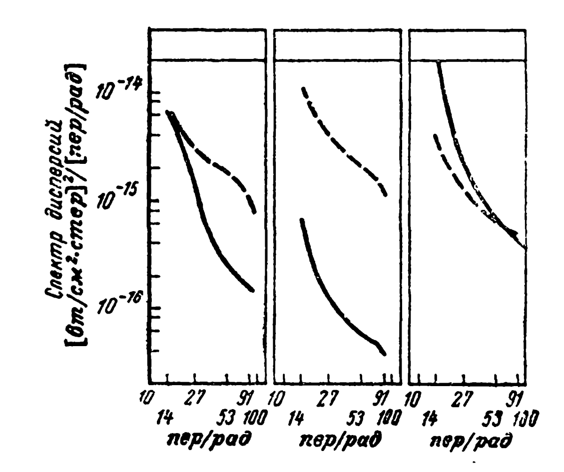


Рис. 28-15. Пространственно-частотный спектр различных участков аэроландшафта, обусловленный отраженным излучением.

В качестве примера на рис. 28-15 представлен ПЧС дисперсий аэроландшафта, обусловленный отраженным излучением.

28-3. ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЙ

Приемником излучений (ПИ) называется устройство, преобразующее лучистый поток, падающий на него, в какой-либо вид информации, чаще всего в электрический сигнал, который используется затем в системе наблюдения или управления.

В ИКП широкое применение находят фотоэлектрические и тепловые приемники излучений. Их классификация представлена на рис. 28-16.

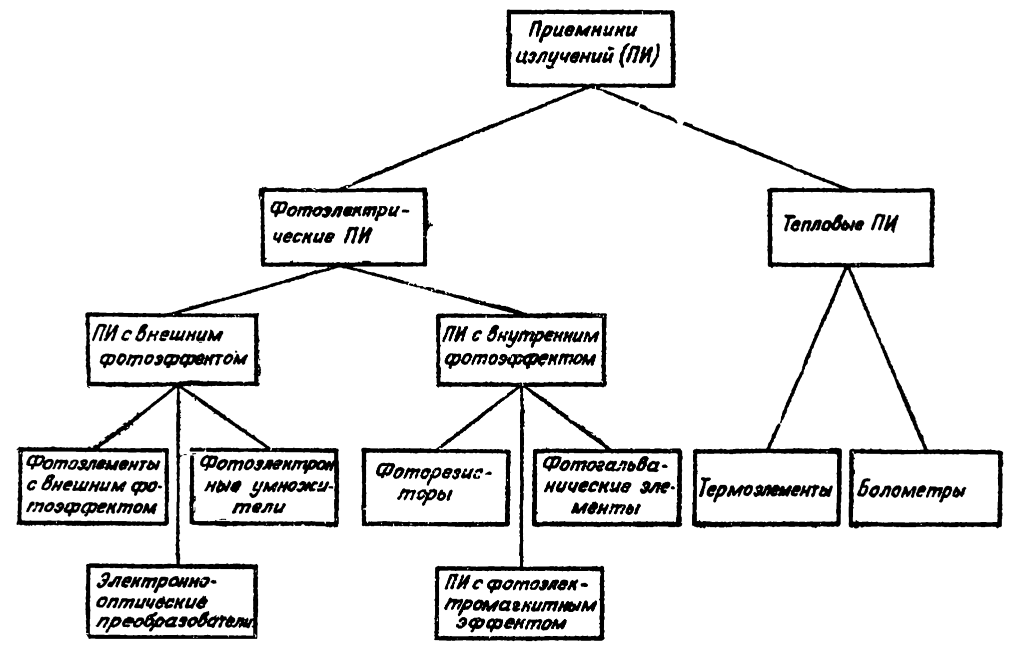


Рис. 28-16. Классификация ПИ.

Основные характеристики ПИ

Спектральная чувствительность. Спектральной чувствительностью ПИ называют величину, определяющую отношение выходного сигнала ПИ G_λ (ток, э. д. с. и т. д.) к лучистому потоку данной длины волны P_λ, падающему на приемник:

$$|\varphi_\lambda| = \frac{|G_\lambda|}{|P_\lambda|} = \frac{|G_\lambda|}{|p_\lambda|\,d\lambda}. \quad (28\text{-}11)$$

Спектральная чувствительность ПИ характеризуется кривой $\varphi_\lambda = f(\lambda)$, приведенной на рис. 28-17, которая может быть выражена либо в абсолютных (ненормированных), либо в относительных (нормированных) единицах. *Длинноволновой* («красной») границей чувствительности ПИ называется длина волны $\lambda_{кр}$, при которой чувствительность ПИ снижается до уровня 0,1 от максимальной.

В некоторых случаях (стр. 653), далее, при вычислении выходного сигнала ПИ целесообразно заменить падающий на приемник немонохроматический лучистый поток монохроматическим, действующим на длине волны максимальной спектральной чувствительности ПИ и вызывающим такой же выходной сигнал, как и весь немонохроматический поток. Этот монохроматический поток называется *приведенным потоком*; для данного ПИ его вычисляют по формуле

$$P_{пр} = \frac{G}{|\varphi_\lambda|_m} = \frac{\int\limits_{\lambda_1}^{\lambda_2} |p_\lambda|\,|\varphi_\lambda|\,d\lambda}{|\varphi_\lambda|_m} = \frac{\int\limits_{\lambda_1}^{\lambda_2} |p_\lambda|_m \frac{|p_\lambda|}{|p_\lambda|_m} |\varphi_\lambda|_m \frac{|\varphi_\lambda|}{|\varphi_\lambda|_m}\,d\lambda}{|\varphi_\lambda|_m} = |p_\lambda|_m \int\limits_{\lambda_1}^{\lambda_2} p_\lambda \varphi_\lambda d\lambda, \quad (28\text{-}12)$$

где G — выходной сигнал ПИ; $|\varphi_\lambda|_m$ — максимальная спектральная чувствительность; $|\varphi_\lambda| / |\varphi_\lambda|_m$ — нормированная спектральная чувствительность; $|p_\lambda|_m$ — максимальная спектральная плотность лучистого потока; $|p_\lambda|/|p_\lambda|_m$ — нормированная спектральная плотность лучистого потока.

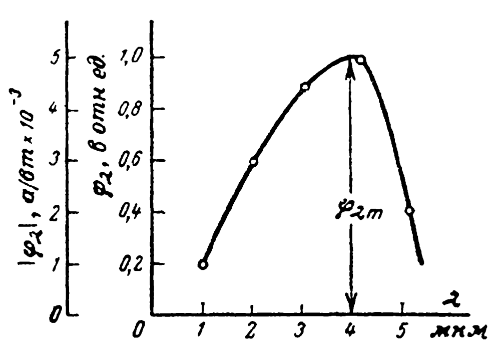


Рис. 28-17. Спектральная чувствительность ПИ.

Графически интеграл представляет собой площадь S, заключенную между кривой $p_\lambda\varphi_\lambda$ и осью абсцисс (рис. 28-18). Если известна величина лучистого потока P, падающего на приемник, то приведенный поток равен:

$$P_{\text{пр}} = |p_\lambda|_m \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} p_\lambda \varphi_\lambda d\lambda \frac{P}{\int\limits_\lambda |p_\lambda|\, d\lambda} = P \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} p_\lambda \varphi_\lambda\, d\lambda}{\int\limits_\lambda p_\lambda d\lambda} = P\eta.$$

Отношение

$$\eta = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} p_\lambda \varphi_\lambda d\lambda}{\int\limits_\lambda p_\lambda d\lambda} \qquad (28\text{-}13)$$

называется коэффициентом использования излучений или спектральным к. п. д. приемника излучений.

Приведенные величины широко применяются при различных расчетах и измерениях. Так, например, система световых величин и единиц их измерения строится на основе приведения энергетических величин к такому ПИ, как глаз человека. Световым (видимым) потоком* называется поток F, оцениваемый по его воздействию на глаз:

$$F = \int_{0,38}^{0,76} |p_\lambda|\, k_\lambda\, d\lambda, \qquad (28\text{-}14)$$

где k_λ — кривая спектральной чувствительности глаза, которую иногда называют *кривой видности* (рис. 28-19).

Интегральная чувствительность (сигнальная чувствительность). Интегральной чувствительностью ПИ φ называют величину, определяющую отношение его выходного сигнала (тока i и э. д. с. e) к немонохроматическому лучистому потоку P определенного спектрального состава, падающему на приемник:

$$\varphi = \frac{G}{P}\ [\textit{сигнал/вт}];\quad \varphi = \frac{i}{P}\ [\textit{а/вт}];$$

$$\varphi = \frac{e}{P}\ [\textit{в/вт}].$$

Если полагать, что спектральное распределение потока и спектральная чувствительность — функции непрерывные, то

$$\varphi = \frac{\int |\varphi_\lambda|\,|p_\lambda|\, d\lambda}{\int |p_\lambda|\, d\lambda}$$

или после преобразований

$$\varphi = |\varphi_\lambda|_m\, \eta. \qquad (28\text{-}15)$$

Знание интегральной чувствительности позволяет вычислить выходной сигнал ПИ, если известен поток на входе ПИ $G = \varphi P$. При этом интегральная чувствительность должна быть определена именно по отношению к данному потоку P. Однако на

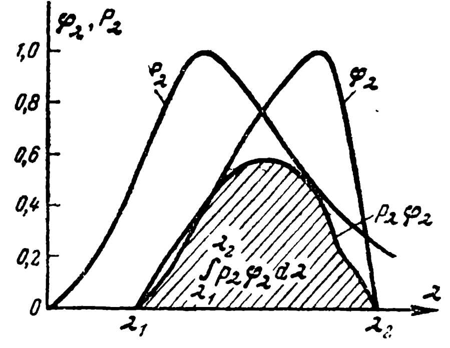


Рис. 28-18. Графическое определение приведенного потока.

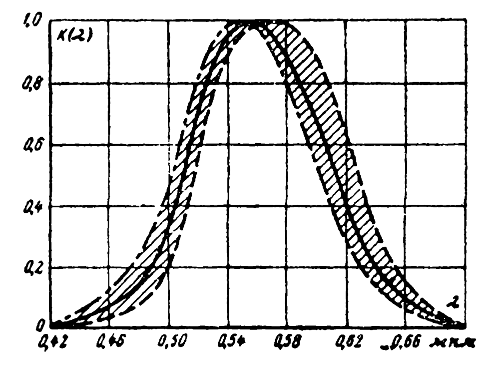


Рис. 28-19. Кривая спектральной чувствительности глаза.

---

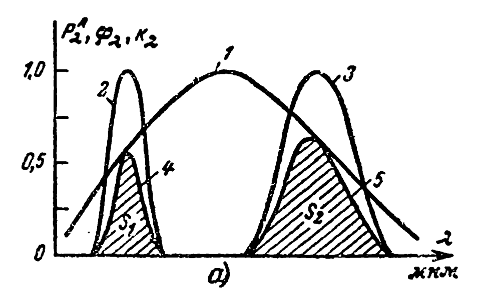
* Измеряется световой поток в люменах (*лм*). Один люмен равен 1/683 *светового ватта*, т. е. ватта излучения на длине волны максимальной чувствительности глаза. В соответствии с международным стандартом эталонной световой единицей является *свеча* — «единица силы света, значение которой принимается таким, чтобы яркость полного излучателя при температуре затвердевания платины была равна 60 *св* на 1 *см²*».

практике φ измеряют для одного-двух эталонных источников и поэтому вычисление интегральной чувствительности по отношению к заданному источнику производят расчетным путем.

Приведенная выше зависимость позволяет вычислить φ для источника $Б$, если известна φ по отношению к источнику A:

$$\varphi_Б = \varphi_A \frac{\eta_Б}{\eta_A}. \quad (28\text{-}16)$$

Пересчет усложняется, если интегральная чувствительность φ [*в/лм*] дана по отношению к световому потоку источника A



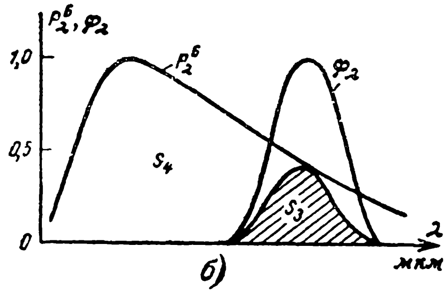


Рис. 28-20. Определение приведенных потоков источников A и $Б$, если поток A дан в люменах, а поток $Б$ — в ваттах.

и требуется пересчитать интегральную чувствительность по отношению к источнику $Б$. Покажем, как выполняется такой пересчет. На рис. 28-20, *а* представлены в относительных единицах спектральная кривая излучений источника A *1* и кривые спектральной чувствительности глаза *2* и заданного ПИ *3*. Перемножим ординаты кривых *1* и *2*. Полученная новая кривая *4* ограничивает площадь S_1, пропорциональную световому потоку источника A. Перемножим ординаты кривых *1* и *3*. Полученная новая кривая *5* ограничивает площадь S_2, пропорциональную потоку источника A, приведенному к заданному ПИ. Если на приемник при его градуировке действовал поток в 1 *лм* от источника A, то это значит, что на ПИ действовал приведенный поток P^A, в приведенных ваттах (пр. *вт*):

$$P^A = \frac{S_2}{S_1}\frac{1}{683} = \frac{1}{683}\frac{\int p^A_\lambda \varphi_\lambda d\lambda}{\int p^A_\lambda k_\lambda d\lambda}.$$

Тогда интегральная чувствительность на один приведенный ватт:

$$\varphi_1 = \frac{\varphi}{P^A} \text{ [в/пр.вт]}.$$

Теперь остается найти, сколько приведенных ватт содержится в 1 *вт* излучения источника $Б$. На рис. 28-20, *б* представлены спектральная кривая излучения источника $Б$ и кривая спектральной чувствительности ПИ. Если на ПИ действует 1 *вт* источника $Б$, то это значит, что на ПИ действует приведенный поток в $P^Б$, пр. *вт*:

$$P^Б = \frac{S_3}{S_4}\cdot 1 = \frac{\int p^Б_\lambda \varphi_\lambda d\lambda}{\int p^Б_\lambda d\lambda}. \text{ [пр.вт]}$$

Определим сигнал на выходе ПИ, если на него действует 1 *вт* источника $Б$, т. е. получим искомую интегральную чувствительность

$$\varphi\,[в/вт\,(ист.\ Б)] = \varphi_1 P^Б = \varphi\frac{683\int p^A_\lambda k_\lambda d\lambda \int p^Б_\lambda \varphi_\lambda d\lambda}{\int p^A_\lambda \varphi_\lambda d\lambda \int p^Б_\lambda d\lambda}. \quad (28\text{-}17)$$

Если на ПИ действовал световой поток источника $Б$, а известна интегральная чувствительность ПИ по отношению к 1 *лм* источника A, то, выполняя указанные выше преобразования, получаем следующее выражение для интегральной чувствительности:

$$\varphi\,[в/лм\,(ист.\ Б)] = \varphi\,[в/лм\,(ист.\ A)] \times \frac{\int p^A_\lambda k_\lambda d\lambda \int p^Б_\lambda \varphi_\lambda d\lambda}{\int p^A_\lambda \varphi_\lambda d\lambda \int p^Б_\lambda k_\lambda d\lambda}. \quad (28\text{-}18)$$

Необходимо отметить, что интегральная чувствительность ПИ зависит от величины потока, при котором производилось ее определение, так как в большинстве случаев у приемников наблюдается нелинейная зависимость между выходным сигналом и облучающим потоком. Указанная зависимость называется ***световой характеристикой*** ПИ.

Если световая характеристика нелинейна, то под интегральной чувствительностью понимают отношение приращения выходного сигнала ПИ к приращению лучистого потока

$$\varphi = \frac{\Delta G}{\Delta P}.$$

Если световая характеристика нелинейна, то при изменении лучистого потока, падающего на приемник, φ будет переменной величиной.

Инерционность ПИ. Так как процессы преобразования лучистого потока в электрический сигнал обладают определенной длительностью, то все ПИ в той или иной степени инерционны. Наименьшую инерционность имеют фотоэлектрические ПИ, а наибольшую — тепловые ПИ.

Инерционность ПИ оценивается *постоянной времени* τ, т. е. временем, в течение которого сигнал, нарастая по экспоненциальной переходной характеристике $\varphi_п(t)$, достигает 0,67 от своего максимального значения. По переходной характеристике можно также определить *импульсную чувствительность* ПИ $\varphi_и(t)$

$$\varphi_и(t) = \frac{d\varphi_п(t)}{dt}. \qquad (28\text{-}19)$$

Для определения сигнала на выходе ПИ при его облучении переменным лучистым потоком $P(t)$ удобно пользоваться таким понятием, как *частотная характеристика ПИ* $W_\varphi(jf)$. Частотная характеристика ПИ показывает, как изменяется амплитуда и фаза гармонического сигнала на выходе ПИ в зависимости от частоты гармоник лучистого потока $P(t)$, поступивших на вход ПИ.

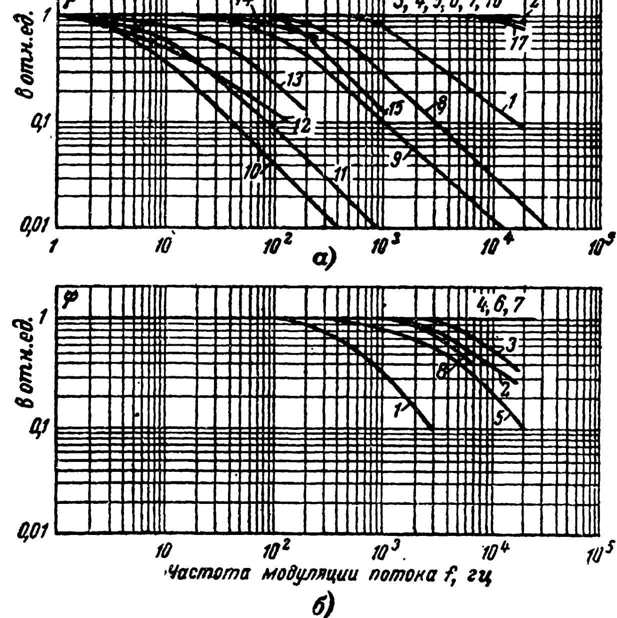


Рис. 28-21. Частотные характеристики ПИ.

а — ПИ находятся при комнатной температуре: *1* — PbS, фр; *2* — PbSe, фр; *3* — InSb, фр; *4* — InSb; фэм; *5* — InAs; фр; *6* — InAs; фгэ; *7* — InAs; фэм; *8* — Te_2S; фр; *9* — полупроводниковый болометр; *10* — термоэлемент; *11* — оптико-акустический индикатор; *12* — CdS, фр; *13* — CdSe, фр; *14* — Se—SeO, фгэ; *15* — Ga : As, фгэ: *16* — фотоумножитель; *17* — фотодиод из Si; *б* — ПИ имеют температуру 77° К: *1* — PbS, фр; *2* — PbSe, фр; *3* — PbTe, фр; *4* — Ge, фр; *5* — Ge : Au, Sb, фр; *6* — InSb, фр; *7* — InSb, фг; *8* — Te, фр; *ФР* — фоторезистор; *ФЭМ* — фотоэлектромагнитный эффект; *ФГЭ* — фотогальванический элемент.

Удобство применения частотной характеристики связано с тем обстоятельством, что ИК-сигнал $P(t)$, изменяющийся во времени (имеется в виду изменение во времени огибающей сигнала), может быть представлен своим «временны́м» спектром — преобразованием Фурье от функции сигнала

$$\Phi_в(jf) = \int_{-\infty}^{\infty} P(t)\, e^{-j2\pi ft}\, dt,$$

где $\Phi_в(jf)$ — спектральная плотность временно́го спектра; f — частота модуляции лучистого потока.

Знание частотной характеристики ПИ (рис. 28-21) позволяет определить спектр электрического сигнала на выходе ПИ

$$\Phi_э = \Phi_в W_\varphi.$$

Приведенные выше характеристики инерционности ПИ связаны между собой следующим образом:

$$\varphi_п(t) = \int_{-\infty}^{t} \varphi_и(\tau)\, d\tau;$$

$$W_\varphi(jf) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_и(t)\, e^{-j2\pi ft}\, dt.$$

Шумы приемников излучения. Различают следующие виды шумов:

тепловой шум;

дробовой шум.

Генерационно - рекомбинационный шум (Г-Р шум). Этот шум обусловлен случайным характером генерации электронов, вызванной тепловым возбуждением кристаллической решетки полупроводника, а также случайным характером рекомбинации этих электронов, т. е. флуктуацией их времени жизни. Спектр Г-Р шумов «белый» в широком диапазоне частот, который определяется природой и чистотой полупроводника. Уменьшение спектральной плотности шума начинается на частотах f, сравнимых с величиной, обратной времени жизни носителей.

Для полупроводника, находящегося в термическом равновесии, спектральная плотность Г-Р шума равна:

$$\overline{U^2_{(Г\text{-}Р)ш}} = \frac{4I^2 R\,\tau\Delta f}{N\left[1 + (2\pi f\tau)^2\right]}, \qquad (28\text{-}20)$$

где τ — время жизни носителей; N — общее

число носителей в зоне проводимости; I — ток через полупроводник; R — сопротивление полупроводника; f — частота; Δf — полоса пропускания усилителя.

Токовый или избыточный шум. В некоторых полупроводниковых ПИ при прохождении по ним тока возникает дополнительный шум, который называют *токовым* или *избыточным шумом*. Экспериментальные исследования показывают, что этот вид шума обусловлен случайными изменениями сопротивления полупроводника вследствие различных контактных и поверхностных явлений.

Типичным для этого шума является то, что в некотором диапазоне частот его спектральная плотность изменяется обратно пропорционально частоте, на которой измеряется шум. Средний квадрат токового шума в соответствии с экспериментальными данными для малой полосы пропускания Δf усилителя равен:

$$\overline{U}^2_{i\text{ш}} = AR^2\, i^2 \frac{1}{f}\, \Delta f, \qquad (28\text{-}20)$$

где A — коэффициент пропорциональности. При тщательном изготовлении ПИ токовый шум весьма мал.

Шумы излучения. Как известно, излучение представляет собой поток фотонов. Число фотонов, падающих за определенный промежуток времени на ПИ, колеблется случайным образом около средней величины. Вследствие этого ток или напряжение, вырабатываемые ПИ под действием потока фотонов, также будут флуктуировать. Средний квадрат флуктуаций потока, падающего на приемник от серого тела площадью S, равен:

$$\overline{\Delta P^2} = 8\varepsilon k T^5_{\text{ф}}\, \sigma_1\, \Delta f S.$$

Так как ПИ, имея температуру, отличную от абсолютного нуля, сам является излучателем, то суммарная величина флуктуаций лучистого потока будет равна:

$$\overline{\Delta P^2} = 8k\sigma_1(\varepsilon T^5 S + \varepsilon_1 T_1^5 S_1)\,\Delta f, \qquad (28\text{-}21)$$

где ε_1, T_1, S_1 — соответственно коэффициент излучения, температура и площадь ПИ.

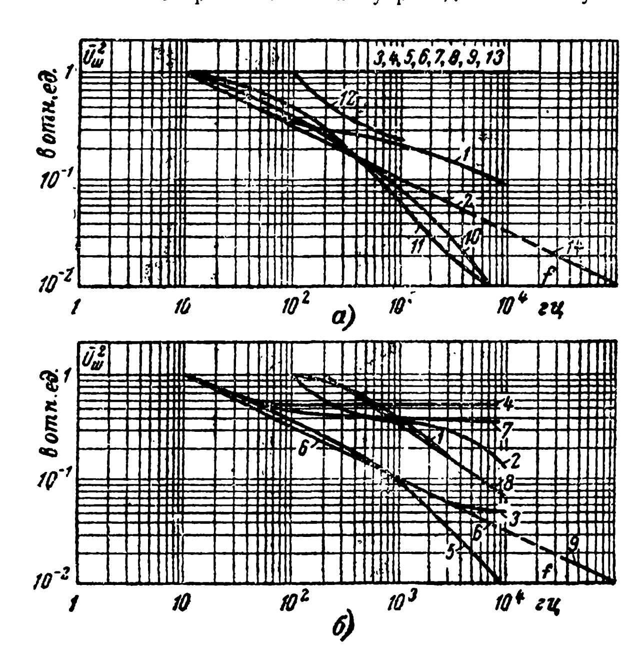


Рис. 28-22. Спектры шумов ПИ.

а — ПИ находятся при комнатной температуре: *1* — PbS, фр; *2* — PbSe, фр; *3* — InSb, фр; *4* — InSb, фэм; *5* — InAs, фгэ; *6* — InAs, фэм; *7* — полупроводниковый болометр; *8* — термоэлемент; *9* — оптико-акустический индикатор; *10* — CdS, фр; *11* — CdSe, фр; *12* — GaAs, фгэ; *13*—ФЭУ; *14* — закон $1/f$, *б* — ПИ имеют температуру 77° К: *1* — PbS, фр; *2* — PbSe, фр; *3*—PbTe, фр; *4* — Ge : Au, фр; *5* — Ge : Au, Sb, фр; *6* — InSb, фр; *7* — InSb, фгэ; *8* — Te, фр; *9* — закон $1/f$.

Средний квадрат напряжения для шума излучения

$$\overline{U}^2_{\text{и.ш}} = \varphi^2\, \overline{\Delta P^2}.$$

Спектр шумов излучения белый.

Для того чтобы вычислить общий эффект шумов при отсутствии корреляции между ними, необходимо сложить средние квадраты напряжений всех шумов:

$$\overline{U}^2_{\text{ш}} = \overline{U}^2_{\text{т.ш}} + \overline{U}^2_{\text{д.ш}} + \overline{U}^2_{(\text{Г-Р})\text{ш}} + \overline{U}^2_{i\text{ш}} + \overline{U}^2_{\text{и.ш}}. \qquad (28\text{-}22)$$

Спектры суммарных шумов ПИ различных типов представлены на рис. 28-22.

Пороговый поток и пороговая чувствительность ПИ. Под пороговым потоком понимается наименьший поток, который может быть обнаружен на входе ПИ при данном времени наблюдения и заданных вероятностях правильного обнаружения $W_{\text{п.о}}$ и ложной тревоги $W_{\text{л.т}}$ на фоне шумов

$$P_{\text{пор}} = \frac{G_{\text{пор}}}{\varphi}. \qquad (28\text{-}23)$$

Так как

$$G = mU_{\text{ш}}, \qquad (28\text{-}24)$$

где m — коэффициент, зависящий от требуемых $W_{п.о}$ и $W_{л.т}$, то

$$P_{пор} = \frac{mU_{ш}}{\varphi}. \qquad (28\text{-}25)$$

В зарубежной литературе пороговый поток при $m=1$ называют *эквивалентной мощностью шума* (ЭМШ или NEP).

Пороговая чувствительность ПИ D является величиной, обратной пороговому потоку $D=1/P_{пор}$. Так как пороговая чувствительность зависит от полосы пропускания системы, а для большинства ПИ и от их площади, то D определяется обычно при отношении сигнала к шуму, равном 1, для площади ПИ в 1 *см*², при полосе пропускания устройства $\Delta f=1$ *гц* и при определенной частоте модуляции лучистого потока. Нормализованная, таким образом, пороговая чувствительность называется иногда *«обнаруживаемостью»* или *«детектируемостью»* D^*:

$$D^* = \frac{S^{1/2} m \Delta f^{1/2}}{P_{пор}}, \qquad (28\text{-}26)$$

где S, m и Δf — величины, для которых определялось данное $P_{пор}$.

Предельная, т. е. наилучшая возможная, пороговая чувствительность любого ПИ определяется шумами излучения фона.

Фотоэлектрические приемники излучений

Во всех фотоэлектрических приемниках излучений (ФПИ) происходит непосредственное взаимодействие лучистого потока с носителями электричества в веществе — так

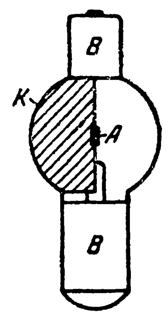


Рис. 28-23. Конструкция фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

К — катод; *А* — анод; *В* — выводы.

называемый *фотоэффект*, в результате которого носители получают дополнительную энергию и либо покидают вещество (внешний фотоэффект), либо изменяют его проводимость или создают фото-э. д. с. (внутренний фотоэффект).

Численные значения характеристик рассматриваемых далее ПИ представлены в табл. 28-5, а их частотные характеристики и спектры шумов — на рис. 28-21 и 28-22.

Приемники излучений с внешним фотоэффектом

Фотоэлементы (ФЭ) с внешним фотоэффектом. Конструкция ФЭ с внешним фотоэффектом представлена на рис. 28-23. Излучение, падающее на фотокатод (К), выбивает из него электроны, которые под действием электрического по-

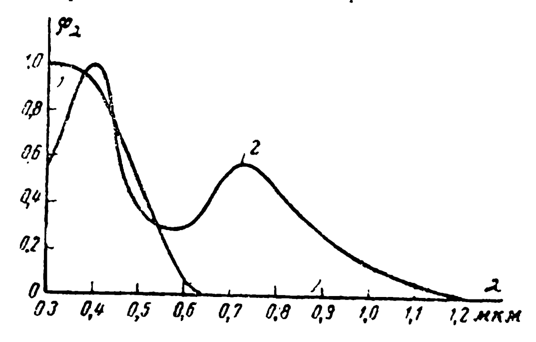


Рис. 28-24. Кривые спектральной чувствительности фотокатодов.

1 — кислородно-цезиевого; *2* — сурьмяно-цезиевого.

ля, приложенного между катодом и анодом (А), поступают на анод.

Кривые спектральной чувствительности ФЭ изображены на рис. 28-24.

Длинноволновая граница спектральной чувствительности ФЭ с внешним фотоэффектом определяется той длиной волны $\lambda_{кр}$, при которой выбиваемый электрон выходит из вещества с нулевой скоростью. Тогда в соответствии с уравнением сохранения энергии

$$hf = h\frac{c}{\lambda} = \frac{mV_{эл}^2}{2} + W_{вых}, \qquad (28\text{-}27)$$

где h — постоянная Планка; f — частота излучения; m и $V_{эл}$ — масса и скорость электрона; $W_{вых}$ — работа выхода вещества фотокатода, получаем при $V_{эл}=0$

$$\lambda_{кр} = \frac{hc}{W_{вых}}. \qquad (28\text{-}28)$$

Для известных в настоящее время фотокатодов $\lambda_{кр} \leqslant 1{,}3$ *мкм*.

Световые характеристики ФЭ с внешним фотоэффектом линейны при небольших лучистых потоках (закон Столетова). Зависимость тока ФЭ от приложенного напряжения — вольт-амперная характеристика (рис. 28-25) — позволяет выбрать рабочую область (заштрихованный участок), в пределах которой случайные изменения напряжения не вызовут изменения тока ФЭ. Пороговая чувствительность ФЭ определяется суммарным значением дробовых шумов ФЭ и тепловых шумов сопротивления нагрузки.

Схема включения ФЭ дана на рис. 28-26.

Электронно-оптические преобразователи. Видоизменением ФЭ с внешним фотоэффектом является электронно-оптический преобразователь (ЭОП), который находит широкое применение в

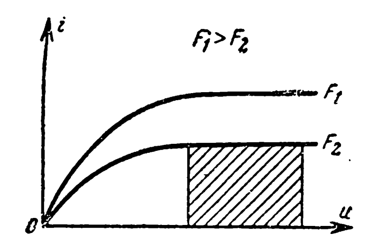


Рис. 28-25. Вольт-амперная характеристика фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

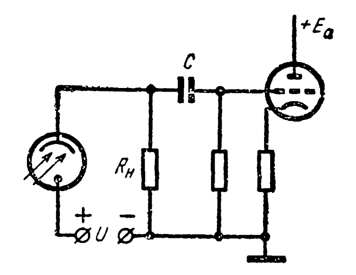


Рис. 28-26. Схема включения фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

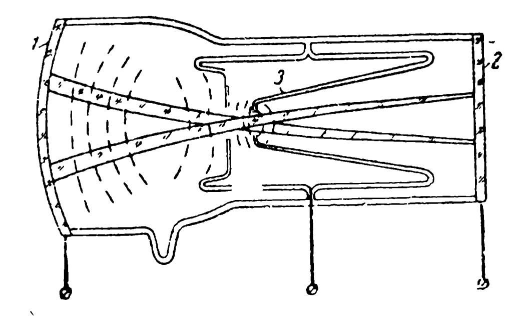


Рис. 28-27. Электронно-оптический преобразователь.

1 — фотокатод; *2* — экран; *3* — электростатическая линза.

ИКП наблюдения. ЭОП (рис. 28-27) представляет собой стеклянный баллон, на одной торцевой стороне которого нанесен фотокатод, а на другой — люминесцирующий экран (анод). Между фотокатодом и анодом приложено электрическое напряжение в несколько киловольт. Все электроны, вылетевшие из одной точки фотокатода, фокусируются с помощью электростатических или магнитных линз в одну точку на экране. Таким образом, если на фотокатоде будет создано изображение в ИК-лучах, то на экране можно будет наблюдать адекватное видимое изображение. В процессе преобразования ИК-изображения в видимое происходит *усиление яркости* наблюдаемого изображения за счет энергии источника питания.

Спектральная чувствительность ЭОП определяется материалом, из которого изготовлен фотокатод (см. рис. 28-24).

Интегральная чувствительность ЭОП характеризуется *коэффициентом преобразования q*, представляющим собой отношение потока, излучаемого экраном, к потоку, поступающему на фотокатод:

$$q = \frac{F_э}{P_{фк}} = \varphi U \zeta, \qquad (28\text{-}29)$$

где φ — интегральная чувствительность фотокатода; U — напряжение между катодом

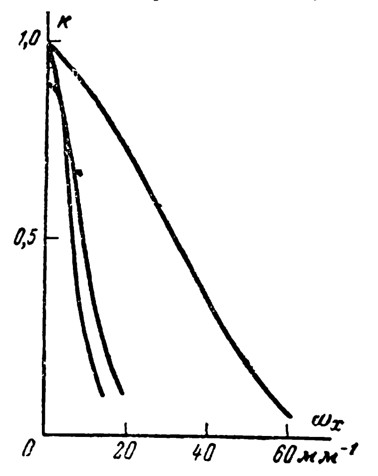


Рис. 28-28. ПЧХ трех различных ЭОП типа ПИМ-3.

и анодом; ζ — световая отдача экрана, равная отношению светового потока экрана $F_э$ (*лм*) к мощности пучка электронов, поступающих на экран.

Для современных преобразователей значения коэффициента преобразования составляют 10—20.

Инерционность ЭОП определяется инерционностью люминесцирующего экрана и характеризуется его постоянной времени (*мсек*) или частотной характеристикой. Поскольку в ЭОП происходит преобразование ИК-изображения в видимое изображение, а не просто преобразование лучистого потока в электрический сигнал, то необходимо ввести такую характеристику, как разрешающая способность ЭОП, которая в некоторой степени оценивает качество преобразования изображения.

Разрешающая способность ЭОП измеряется числом белых линий, различаемых глазом на экране ЭОП, при оптимальных условиях наблюдения. Разрешающая способность ЭОП в основном определяется разрешающей способностью экрана, которая в свою очередь зависит от зернистости экрана.

В последнее время для оценки передаточных свойств системы, создающей изображение, широкое применение нашли пространственно-частотные характеристики (ПЧХ) или контрастно-частотные характеристики (КЧХ) (см. стр. 649). ПЧХ электронно-оптического преобразователя типа ПИМ-3 представлена на рис. 28-28. Разрешающая способность преобразователя может быть получена из ПЧХ как абсцисса точки пересечения ПЧХ и суммарной кривой пространственных шумов экрана (зернистость экрана) и зрительного аппарата наблюдателя.

Шумы ЭОП, т. е. флуктуации свечения экрана ЭОП во времени, обусловлены термо- и автоэмиссией электронов с фотокатода при отсутствии внешнего источника облучения. Поскольку ЭОП используется в визуальной системе наблюдения, то *пороговая чувствительность* ЭОП зависит от пороговой чувствительности зрительного аппарата наблюдателя.

Фотоэлектронные умножители. Фотоэлементы, в которых используется явление вторичной эмиссии, называются фотоэлектронными умножителями (ФЭУ). Их устройство показано на рис. 28-29. Электроны, выбитые из фотокатода, поступают под действием фокусирующего электрического поля не на анод, а на специальные эмиттеры (диноды), которые могут испускать более одного электрона, когда на них попадает один электрон. Поступая последовательно на каждый эмиттер, электронный поток усиливается и при 12—14 эмиттерах можно получить внутри ФЭУ усиление порядка 10^7.

ФЭУ предназначен для измерения малых лучистых потоков, максимальная величина которых определяется максимальным выходным током ФЭУ и его интегральной чувствительностью. Так, например, при $i_{\text{вых.макс}}=10^{-2}$ *а* и $\varphi=10$ *а/лм*

$$F_{\text{макс}} = \frac{10^{-2}}{10} = 10^{-3}\ \text{лм}. \qquad (28\text{-}30)$$

Спектральная чувствительность ФЭУ определяется спектральной чувствительностью их фотокатодов (см. рис. 28-24).

Интегральная чувствительность ФЭУ зависит от интегральной чувствительности фотокатодов, коэффициента вторичной эмиссии эмиттеров и напряжения, приложенного между эмиттерами.

ФЭУ обладает хорошими динамическими свойствами (см. рис. 28-21).

Шумы и пороговая чувствительность ФЭУ. Дробовые шумы, обусловленные темновым током умножителя, усиливаются последующими каскадами наравне с сигналом. Выражение для дробового шума на выходе ФЭУ имеет вид:

$$\overline{i^2_{\text{д.ш}}} = 2e\, I_{\text{т}}\, \Delta f M\, (1 + B), \qquad (28\text{-}31)$$

где $I_{\text{т}}$ — темновой ток умножителя, в основном определяемый термоэлектронной эмиссией фотокатода и эмиттеров и током утечки; M — коэффициент усиления умножителя. Член $(1+B)$ учитывает возрастание дробового шума за счет флуктуации числа электронов вторичной эмиссии. В среднем он равен 2,5.

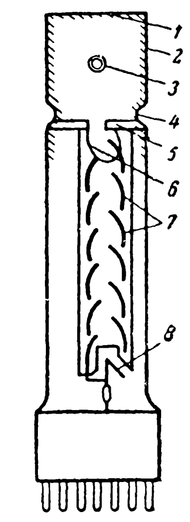


Рис. 28-29. Конструкция фотоумножителя.

1—фотокатод; *2*—проводящее покрытие; *3* — вывод фотокатода; *4*, *5*—диафрагмы; *6*, *7* — эмиттеры; *8* — анод.

Пороговая чувствительность ФЭУ выше пороговой чувствительности системы фотоэлемент — усилитель при одинаковом коэффициенте усиления обоих устройств. Объясняется это тем, что в ФЭУ вместе с сигналом усиливается только дробовой шум фотокатода и первых эмиттеров, в то время как в системе фотоэлемент — усилитель вместе с сигналом усиливается как дробовой шум фотокатода, так и тепловой шум, возникающий в сопротивлении нагрузки усилителя.

С помощью современных ФЭУ можно измерять световые потоки порядка 10^{-12}—10^{-13} *лм.*

Приемники излучения с внутренним фотоэффектом

Фоторезисторы. Фоторезисторами (ФР) называются полупроводники, которые изменяют свою проводимость при воздействии на них лучистого потока (эффект фотопроводимости). Схема включения ФР аналогична схеме рис. 28-26. Некоторые ФР работают при глубоком охлаждении, которое способствует повышению их интегральной и пороговой чувствительности.

Различают ФР *пленочные* и *монокристаллические.* Последние бывают беспримесными и с примесями. Из-за наличия примесей спектральная чувствительность ФР может быть сдвинута в далекую ИК-область спектра.

Спектральная чувствительность ФР пропорциональна квантовой эффективности

полупроводника, времени жизни носителей, приложенному напряжению и обратно-пропорциональна исходной концентрации носителей в полупроводнике. Длинноволновая граница спектральной чувствительности ФР определяется наименьшей шириной энергетического перехода между валентной зоной, зоной проводимости и зонами примеси. Кривые спектральной чувствительности беспримесных ФР представлены на рис. 28-30, а монокристаллических ФР с различными примесями на рис. 28-31.

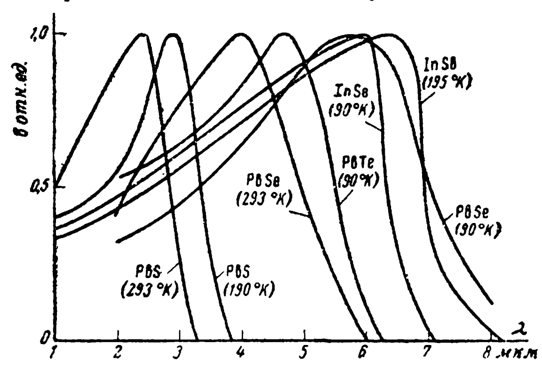


Рис. 28-30. Кривые спектральной чувствительности беспримесных ФР.

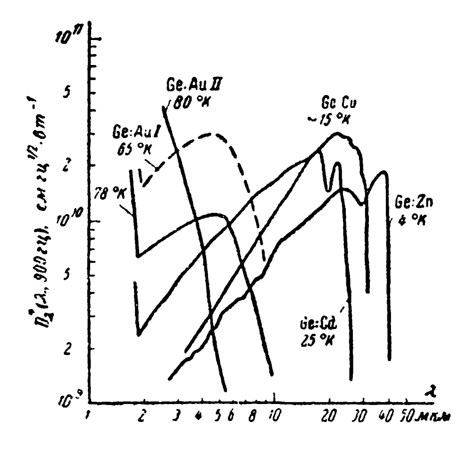


Рис. 28-31. Кривые спектральной чувствительности монокристаллических ФР.

Интегральная чувствительность ФР, включенных по схеме на рис. 28-26, определяется формулой

$$\varphi = \frac{\Delta RU}{4R_{фр}\Delta P} = \frac{\Delta nU}{4n\,\Delta P},$$

где ΔR — изменение сопротивления ФР при его облучении потоком ΔP; $R_{фр}$ — сопротивление ФР; U — напряжение питания схемы; n — исходная концентрация носителей в зоне проводимости; Δn — приращение концентрации носителей в зоне проводимости.

Ток ФР связан с приложенным напряжением $U_{фр}$ и лучистым потоком P следующей зависимостью:

$$i_{фр} = cU_{фр}^{\gamma} P^{\alpha},$$

где c — постоянная, определяемая свойствами материала и конструкцией ФР; γ и α — коэффициенты нелинейности вольт-амперной и световой характеристик.

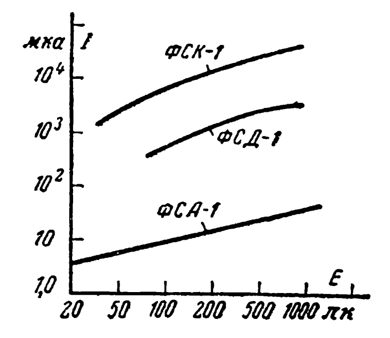


Рис. 28-32. Световые характеристики ФР (фотодиодов).

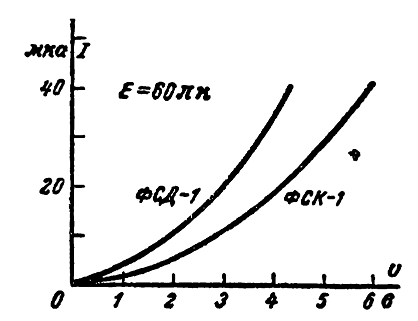


Рис. 28-33. Вольт-амперные характеристики ФР (фотодиодов).

При U=const получаем уравнение световой характеристики

$$i_{фр} = AP^{\alpha},$$

производная от которого дает интегральную чувствительность.

Световые и вольт-амперные характеристики ФР приведены на рис. 28-32 и 28-33. *Световая характеристика* пленочных ФР нелинейна, а кристаллических с примесями в большинстве случаев — линейна.

Интегральная чувствительность ФР обратно пропорциональна их площади, вследствие увеличения при этом исходной концентрации носителей.

Инерционность ФР увеличивается с увеличением времени жизни носителей. Поэтому у охлаждаемых ФР инерционность всегда выше, чем у неохлаждаемых.

Шумы. У пленочных ФР преобладают токовые шумы. При засветке шумы пленочных ФР несколько снижаются. В монокристаллических ФР определяющим является

Г-Р-шум. Все шумы уменьшаются при охлаждении ФР.

Для уменьшения флуктуаций излучений фона угол, в пределах которого поток от фона поступает на ПИ, уменьшают путем постановки перед чувствительным элементом охлажденных экранов. Для этой же цели охлаждают фильтры, устанавливаемые перед ФР.

Пороговая чувствительность ФР улучшается при их охлаждении, а при засветке ухудшается за счет уменьшения интегральной чувствительности. Для ФР свинцовистой группы пороговая чувствительность имеет максимум в зависимости от частоты модуляции лучистого потока. Происходит это потому, что при увеличении частоты, на которой проводится измерение, уменьшается токовый шум, но одновременно происходит снижение интегральной чувствительности ФР.

Пороговая чувствительность ФР обратно пропорциональна корню квадратному из площади чувствительного элемента и полосы пропускания усилительной системы.

Ф о т о г а л ь в а н и ч е с к и е э л е м е н т ы (фотоэлементы с запорным слоем). На *p-n* переходе образуется слой, обладающий *односторонней проводимостью* — *запорный слой* (см. рис. 28-34). При облучении перехода возникает фото-э. д. с., плюс которой находится на слое *p*, а минус — на слое *n*. Фото-э. д. с. пропорциональна логарифму облученности и уменьшается с увеличением нагрузки. Фотогальванический элемент (ФГЭ) может работать не только как источник э. д. с., но и как ФР (в этом случае он называется фотодиодом). При работе ФГЭ в режиме фотодиода внешний источник напряжения подключается таким образом, чтобы увеличивалась высота запорного слоя, т. е. плюс подводится к слою *n*, а минус — к слою *p*.

ФГЭ имеют небольшое внутреннее сопротивление, поэтому усиление их сигналов лучше осуществлять с помощью транзисторных усилителей.

У некоторых ФГЭ помимо фото-э. д. с., направленной перпендикулярно *p-n* переходу, возникает фото-э. д. с., направленная вдоль перехода (*продольный фотоэффект*), полярность которой изменяется при смещении облучаемого участка относительно центра чувствительного слоя. Продольный фотоэффект используется при создании следящих устройств, не имеющих механических модуляторов.

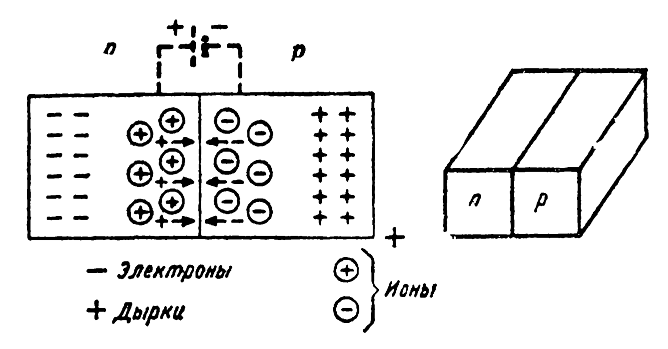


Рис. 28-34. Схема образования *p-n* перехода.

Использование фотоэлектромагнитного эффекта. Этот эффект возникает при облучении полупроводника, расположенного в магнитном поле. Носители, образующиеся при облучении, перемещаясь по кристаллу, пересекают магнитные силовые линии и, имея разноименный заряд, отклоняются к различным концам полупроводника, образуя фотомагнитную э. д. с. Величина э. д. с. пропорциональна облученности ПИ, напряженности магнитного поля и корню квадратному из времени жизни носителей.

Тепловые приемники излучения

Из тепловых приемников излучения (ТПИ) наиболее распространены т е р м о э л е м е н т ы и б о л о м е т р ы. В ТПИ лучистый поток сначала преобразуется в тепловую энергию, под действием которой возникает э. д. с. (в термоэлементе) или изменяется проводимость ПИ (в болометре).

Спектральная чувствительность ТПИ определяется поглощающими свойствами приемной поверхности, и поэтому она постоянна в широком диапазоне спектра.

Интегральная чувствительность термоэлементов определяется выражением

$$\varphi = R_т \varepsilon P_{AB}, \qquad (28\text{-}32)$$

где $R_т$ — тепловое сопротивление приемного элемента;

ε — коэффициент поглощения чувствительного слоя;

P_{AB} — термо-э. д. с. спая, состоящего из материалов *A* и *B*.

Интегральная чувствительность болометров, включенных по схеме рис. 28-26, равна:

$$\varphi = \frac{\alpha R_т \varepsilon U}{4}, \qquad (28\text{-}33)$$

Основные характеристики

Характеристика	Веще					
	PbS	PbS	PbSe	PbSe	PbTe	Ge:Au
Рабочая температура, °K	295	195	295	77	77	77
Длина волны максимальной чувствительности, *мкм*	2,5	2,7	3,9	5,2	4,0	5,0 (не считая беспримесного макс.)
Красная граница (50% от максимального значения), *мкм*	2,8	3,3	4,6	6,3	5,4	7,1
D^* (500° K, *f*, 1), $\frac{см \cdot гц^{1/2}}{вт}$	$4{,}5\cdot10^8$ (90 *гц*)	$4{,}0\cdot10^9$ (1 000 *гц*)	$3{,}0\cdot10^7$ (90 *гц*)	$2{,}0\cdot10^9$ (90 *гц*)	$3{,}0\cdot10^8$ (90 *гц*)	$7{,}5\cdot10^9$ (900 *гц*)
D^* (λ_m, *f*, 1), $\frac{см \cdot гц^{1/2}}{вт}$	$1{,}0\cdot10^{11}$ (90 *гц*)	$1{,}7\cdot10^{11}$ (1 000 *гц*)	$2{,}7\cdot10^8$ (90 *гц*)	$1{,}1\cdot10^{10}$ (90 *гц*)	$2{,}7\cdot10^9$ (90 *гц*)	$1{,}75\cdot10^{10}$ (900 *гц*)
Постоянная времени, *мксек*	250	455	4	48	25	1
Расчетная оптимальная частота модуляции, *гц*	640	350	40 *кгц*	3 300	6 500	Не зависит от частоты свыше 40 *гц*
Сопротивление 1 *см*², *Мом*	1,47	4	5	7	32	1,0
Механизм шума	Токовый	Токовый	Токовый	Токовый	Токовый	Ниже 40 *гц* токовый, выше 40 *гц* Г-Р

* В скобках указана частота измерения.

где α — температурный коэффициент сопротивления; U — приложенное напряжение. Увеличения интегральной чувствительности ТПИ добиваются путем повышения $R_т$, для чего чувствительные элементы располагают в вакууме, а подводящие проводники делают малого сечения. Применение полупроводниковых материалов позволяет обеспечить большое P_{AB} для термоэлементов и большое α для болометров.

Инерционность. Процессы нагрева и охлаждения требуют значительного времени для установления, и поэтому ТПИ в принципе более инерционны, нежели фотоэлектрические ПИ. Интегральная чувствительность ТПИ, облучаемых переменным лучистым потоком, уменьшается в соответствии с выражением

$$\varphi_{\approx} = \frac{\varphi_{=}}{(1 + 2\pi f^2 \tau^2)^{1/2}}, \qquad (28\text{-}34)$$

где f — частота прерывания лучистого потока; τ — постоянная времени ТПИ, равная $R_т c$, где c — теплоемкость.

Пороговая чувствительность ТПИ зависит от шумов излучения, тепловых шумов и в случае, если ТПИ изготовлены из полупроводниковых материалов, от токовых и Г-Р шумов.

Устройства для охлаждения ПИ

ПИ охлаждаются твердой углекислотой, жидким азотом и жидким гелием. Для длительного сохранения хладагентов ПИ размещают в одинарном или двойном (в случае гелия) сосуде Дьюара. Хладагенты либо непосредственно заливаются в сосуд Дьюара, либо образуются в сосуде в результате дросселирования или адиабатического расширения газов с отдачей внешней работы.

Таблица 28-5

приемников излучения

ство

Ge:Zn	HgGdTe	Ge:Hg	InSb	Полупроводниковый болометр	Термоэлемент	ФЭУ
4,2	77	35	295	295	295	—
36	10	11	6,5	—	—	0,75
39,5	13	13,5	7,3	—	—	0,9
$4{,}0\cdot10^{9}$ (800 *гц*)		$1{,}8\cdot10^{10}$	$1{,}4\cdot10^{7}$ (800 *гц*)	$1{,}95\cdot10^{8}$ (10 *кгц*)	$1{,}4\cdot10^{9}$ (5 *гц*)	—
$1{,}0\cdot10^{10}$ (800 *гц*)	$1\cdot10^{10}$	$3{,}0\cdot10^{10}$	$4{,}3\cdot10^{7}$ (800 *гц*)	$1{,}95\cdot10^{8}$ (10 *гц*)	$1{,}4\cdot10^{9}$ (5 *гц*)	$5\cdot10^{14}$ (1 000 *гц*)
0,01	1	0,1	0,2	1 500	$3{,}6\cdot10^{4}$	0,01
—	—	Не зависит от частоты до 1 *Мгц*	Не зависит от частоты до 500 *кгц*	Не зависит от частоты до 30 *гц*	5	Не зависит от частоты
0,3	100 *ом*	0,5	20 *ом*	2,4	5	—
Токовый		Г-Р	Тепловой	Токовый и тепловой	Тепловой	Дробовой

Применяется также термоэлектрическое охлаждение, основанное на эффекте Пельтье, позволяющее получить перепад температур на одном каскаде порядка 60°.

28-4. ПРОХОЖДЕНИЕ ИНФРАКРАСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЧЕРЕЗ РАЗЛИЧНЫЕ СРЕДЫ

Основные соотношения

При прохождении оптического излучения через какую-либо среду происходит *отражение* излучения на границе двух сред, *поглощение* и *рассеяние** излучения в среде. На основании закона сохранения энергии можно написать следующее соотношение для баланса монохроматических излучений, проходящих через среду:

$$P_{0\lambda} = P_{\rho\lambda} + P_{\alpha\lambda} + P_{m\lambda} + P_{\tau\lambda}, \quad (28\text{-}35)$$

где $P_{0\lambda}$ — падающий поток; $P_{\rho\lambda}$ — отраженный поток; $P_{\alpha\lambda}$ — поглощенный поток; $P_{m\lambda}$ — рассеянный поток; $P_{\tau\lambda}$ — пропущенный поток.

Поделив обе части уравнения на $P_{0\lambda}$, получим:

$$1 = \rho_\lambda + \alpha_\lambda + m_\lambda + \tau_\lambda,$$

где ρ_λ, α_λ, m_λ, τ_λ — соответственно спектральные коэффициенты отражения, поглощения, рассеяния и пропускания всей среды.

Если известны спектральный состав потока, падающего на среду, и спектральная

* Явление рассеяния заключается в увеличении пространственного угла, в пределах которого распространяется лучистый поток.

чувствительность приемника излучения φ_λ, то можно вычислить соответствующие *приведенные интегральные коэффициенты*.

Приведенный интегральный коэффициент отражения:

$$\rho = \frac{\int p_\lambda \varphi_\lambda \rho_\lambda \, d\lambda}{\int p_\lambda \varphi_\lambda \, d\lambda}. \qquad (28\text{-}36)$$

Приведенный интегральный коэффициент поглощения:

$$\alpha = \frac{\int p_\lambda \varphi_\lambda \alpha_\lambda \, d\lambda}{\int p_\lambda \varphi_\lambda \, d\lambda}; \qquad (28\text{-}37)$$

Приведенный интегральный коэффициент рассеяния:

$$m = \frac{\int p_\lambda \varphi_\lambda m_\lambda \, d\lambda}{\int p_\lambda \varphi_\lambda \, d\lambda}; \qquad (28\text{-}38)$$

Приведенный интегральный коэффициент пропускания:

$$\tau = \frac{\int p_\lambda \varphi_\lambda \tau_\lambda \, d\lambda}{\int p_\lambda \varphi_\lambda \, d\lambda}. \qquad (28\text{-}39)$$

Указанные выше коэффициенты, измеренные неселективными ПИ (φ_λ =const), называются интегральными коэффициентами.

Отражение лучистого потока

Принято различать три вида отражения лучистого потока:

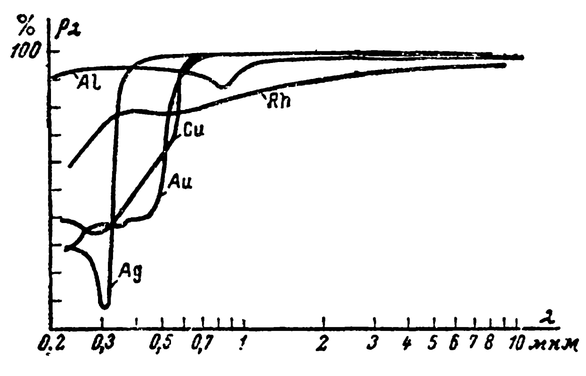


Рис. 28-35. Спектральные коэффициенты отражения полированных металлов.

направленное (зеркальное), когда после отражения пространственный угол, в пределах которого распространяется лучистый поток, не изменяется;

направленно-рассеянное, когда пространственный угол, в пределах которого распространяется лучистый поток, увеличивается;

диффузное, когда после отражения лучистый поток распространяется в пределах угла 2π; лучистость отражающей поверхности во всех направлениях одинакова, а сила излучения в пространстве изменяется по закону $I_\alpha = I_0 \cos\alpha$.

Вид отражения зависит от соотношения между длиной волны излучения и размером шероховатости поверхности — чем больше это соотношение, тем ближе отражение к зеркальному.

Для расчета лучистости отражающей поверхности B при известной облученности ее E вводят понятие *коэффициента яркости*

$$r = \frac{B}{B_0}, \qquad (28\text{-}40)$$

где B_0 — лучистость диффузно-отражающей поверхности, имеющей коэффициент отражения $\rho = 1$.

Тогда

$$B = \frac{Er_r}{\pi}.$$

При диффузном отражении $r = \rho$.

По характеру отражения все вещества удобно разделить на три группы — металлы, естественные образования и прозрачные материалы. Кривые спектральных коэффициентов отражения полированных металлов и земных покровов представлены на рис. 28-35 и 28-36 соответственно. Как видим, металлы в ИК-области обладают очень высокой отражающей способностью. У большинства земных покровов наблюдается возрастание спектральных коэффициентов отражения в ближней ИК-области спектра (до 1,3 *мкм*), а затем их коэффициенты отражения существенно снижаются.

Коэффициент отражения прозрачной среды с показателем преломления n зависит от угла падения излучения и при перпендикулярном падении лучистого потока равен:

$$\rho = \left(\frac{n-1}{n+1}\right)^2. \qquad (28\text{-}41)$$

При больших n потери потока весьма значительны. Для уменьшения потерь применяют просветление оптики — покрытие поверхностей пленками, имеющими толщину, равную примерно $\lambda/4$, и показатель преломления $n_{пл} \approx \sqrt{n}$.

Пропускание лучистого потока

По аналогии с отражением различают направленное, направленно-рассеянное и рассеянное (диффузное) пропускание. Вид пропускания зависит от соотношения между длиной волны

Таблица 28-6

Свойства оптических материалов

Свойства	Материал												
	трехсернистый мышьяк	плавленый кварц	иртран-1 (MgF_2)	иртран-2 (ZnS)	Si	Ge	LiF	CaF_2	NaCl	KBr	CsJ	KRS-5	KRS-6
Предел прозрачности, *мкм*	12	4,5	8	14	15	40	6	9	15	27	50	40	27
% пропускания на 2 *мкм*, %	96*	97*	92	72	98	96*	94	94	94	92	88	68	72
Показатель преломления для длин волн: 2 *мкм* 4 *мкм* 10 *мкм*	 2,38 2,38 —	 1,43 1,37 —	 — 1,35 —	 — 2,25 2,20	 3,45 3,43 —	 4,08 4,02 —	 1,38 1,35 1,1	 — 1,41 —	 — 1,52 1,49	 — 1,54 1,53	 — 1,75 1,74	 — 2,38 2,37	 2,19 2,17
Плотность, *г/см*³	3,20	2,20	3,2	4,1	2,33	5,32	2,6	3,2	2,2	2,8	4,5	7,4	7,2
Растворимость в воде, *г*/100 *см*³	—	0	0	0	—	0	0,27	0,0017	35,7	53,5	44	0,05	0,32
Точка плавления, °C	196	1 667	1 396	800	1 420	958	870	1 360	801	730	621	415	423
Тепловое расширение, 10^{-6} °C	26	0,55	8	6,6	4,2	6	37	24	44	43	50	58	50
Максимальные размеры, *см*	Не ограничены	Ограничены оптической однородностью	350	350	19×10	15×10	20	18	30	25	25	25	13×9
Примечание	—	—	—	—	Прозрачность при 500° C равна 0	—	—	—	—	—	—	—	—

* С просветляющим покрытием.

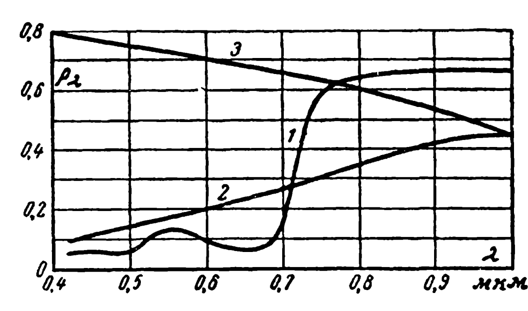


Рис. 28-36. Спектральные коэффициенты отражения некоторых земных покровов.

1 — зеленая растительность; *2* — песок; *3* — снег.

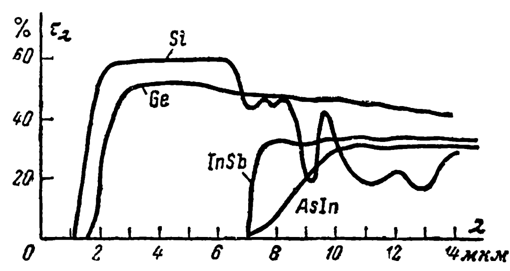


Рис. 28-37. Спектральные коэффициенты пропускания некоторых оптических материалов.

излучения и размером частиц пропускающей среды.

Коэффициент пропускания по яркости равен:

$$\tau_r = \frac{B}{B_{0\tau}}, \qquad (28\text{-}42)$$

где $B_{0\tau}$ — лучистость среды, обладающей диффузным пропусканием, с коэффициентом пропускания $\tau = 1$.

Если известна облученность среды, то

$$B = \frac{E\tau_r}{\pi}. \qquad (28\text{-}43)$$

При диффузном пропускании $\tau = \tau_r$.

Кривые, характеризующие спектральные коэффициенты пропускания некоторых материалов, используемых в ИК-технике в качестве фильтров, представлены на рис. 28-37, а свойства некоторых оптических материалов приведены в табл. 28-6.

Для среды с однородными частицами, в которой рассеяние и поглощение пропорциональны ее толщине, коэффициент пропускания монохроматического потока определяется по формуле Бугера (экспоненциальный закон):

$$\tau_\lambda = e^{-(m_\lambda + \alpha_\lambda) L}, \qquad (28\text{-}44)$$

где L — длина хода луча; $m_\lambda, \alpha_\lambda$ — коэффициенты рассеяния и поглощения среды единичной толщины.

Иногда пропускание среды характеризуют ее плотностью

$$D = \lg \frac{1}{\tau}. \qquad (28\text{-}45)$$

Оптические фильтры

В ИК-технике широкое применение находят оптические фильтры, с помощью которых выделяется область электромагнитного спектра, необходимая для работы ИКП, и устраняется мешающее излучение фона.

Основными типами фильтров являются поглощающие и интерференционные фильтры.

В поглощающих фильтрах излучение, которое не должно быть пропущено, поглощается материалом фильтра. Если фильтр поглощает только коротковолновое или только длинноволновое излучение, то при этом образуется одна из границ нужного диапазона пропускания. Вторая граница определяется характеристикой спектральной чувствительности ПИ.

Для того чтобы поглощающий фильтр выделял определенную область спектра, его изготавливают из двух материалов, причем один материал должен поглощать коротковолновое излучение, а второй — длинноволновое. Область спектра, выделяемая с помощью поглощающих фильтров, обычно

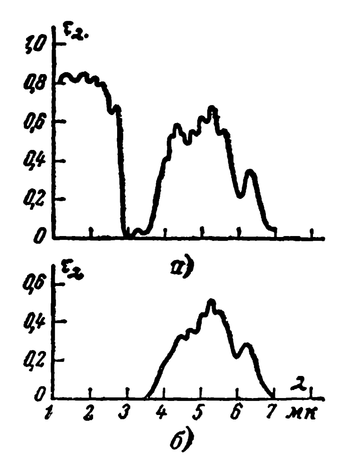


Рис. 28-38. Спектральное пропускание поглощающего фильтра.

а — целлофан 0,06 *мм*; *б* — целлофан 0,06 *мм*, покрытый окисью магния.

достаточно широка (рис. 28-38). Для увеличения пропускания поглощающие фильтры просветляются (входная поверхность покрывается тончайшей пленкой, уменьшающей отражение поверхности).

Узкие области спектра могут быть получены при использовании интерференционных фильтров (рис. 28-39). Лучистый поток, многократно отражаясь от по-

лупрозрачных металлических покрытий, выходит из фильтра. При этом спектральные составляющие интерферируют между собой и на тех длинах волн, для которых оптическая ширина диэлектрика составляет $\lambda/2$,

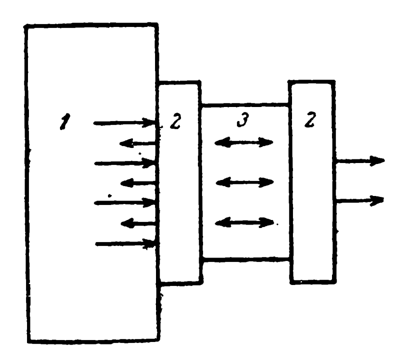


Рис. 28-39. Схема, поясняющая принцип работы интерференционного фильтра.

1 — подложка; 2 — полупрозрачные отражающие слои; 3 — диэлектрик толщиной $\lambda/2$.

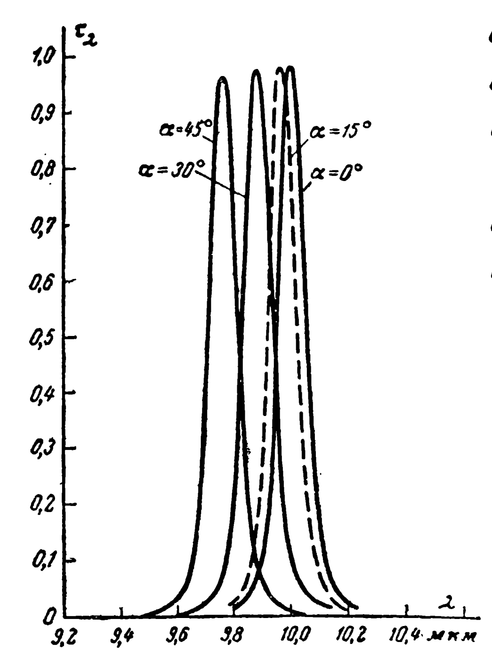


Рис. 28-40. Спектральное пропускание интерференционного фильтра при различных углах падения луча на фильтр.

происходит максимальное усиление излучений. В современных интерференционных фильтрах вместо металлических покрытий используются четвертьволновые слои диэлектрика, которые обеспечивают хорошее отражение потока. Использование нескольких прослоек аналогично включению нескольких фильтров в электронную цепь и позволяет получить достаточно острую спектральную кривую пропускания фильтра (рис. 28-40). На этом же рисунке видно, что изменение угла падения лучей на фильтр α приводит к перемещению его полосы пропускания по шкале длин волн.

Хорошие фильтры должны иметь резкие границы пропускания, обладать высоким пропусканием в надлежащем диапазоне спектра и пропускать лучистый поток направленно.

Пропускание ИКИ атмосферой

Потери лучистого потока в атмосфере обусловлены рассеянием и поглощением излучений. В видимой области спектра наблюдается в основном рассеяние, в ИК-области спектра — поглощение и рассеяние.

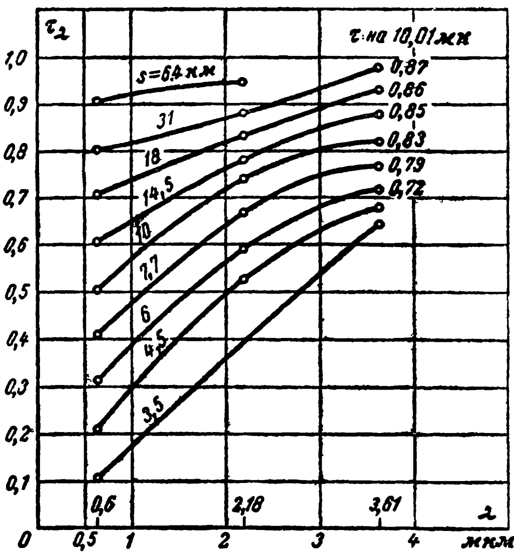


Рис. 28-41. Экспериментальные спектральные кривые рассеяния атмосферы.

S — метеорологическая дальность видимости.

Участки оптического спектра, где потери лучистого потока вызваны в основном рассеянием, называются **окнами пропускания**; участки ИК-области спектра, где происходит сильное избирательное поглощение излучений, — **полосами поглощения**. Окна пропускания атмосферы расположены в диапазонах длин волн ИК-области спектра: 0,95—1,05 *мкм*, 1,2—1,3 *мкм*; 1,5—1,8 *мкм*; 2,1—2,4 *мкм*; 3,3—4,2 *мкм*; 4,5—5,1 *мкм*; 8—13 *мкм*. Центры основных полос поглощения приходятся на длины волн: для паров воды — 1,38; 1,87; 2,7; 3,2 и 6,2 *мкм* для CO_2—2,7; 4,3 и 15 *мкм* и для озона — 4,8; 9,6; 14,2 *мкм*.

Рассеяние в атмосфере зависит от количества рассеивающих частиц влаги и пыли и от размеров этих частиц. В сухой и чистой атмосфере рассеяние излучения про-

Таблица 28-7

Постоянные коэффициенты для вычисления поглощения парами воды

«Слабая полоса»

$$\int \alpha_\nu \, d\nu = C_1 W^{\frac{1}{2}} (P + p)^{\varkappa_1}$$

Полосы H_2O, *мкм*	Граница полос		C_1	$\varkappa_1$	Предел применимости формулы (численное значение интеграла)
	ν, *см*$^{-1}$	λ, *мкм*			
6,3	1 150—2 050	8,7—4,9	356	0,30	160
3,2	2 800—3 340	3,575—3	40,2	0,30	500
2,7	3 340—4 400	3—2,3	316	0,32	200
1,87	4 800—5 900	2,08—1,7	152	0,30	275
1,38	6 500—8 000	1,54—1,25	163	0,30	350
1,1	8 300—9 300	1,24—1,075	31	0,26	200
0,94	10 200—11 500	0,98—0,87	38	0,27	200
3,7(HO)	—	3,75—3,62	0,325	0,27	—

Примечание. Если вычисленное значение интеграла превышает цифру, указанную в последнем столбце, следует расчет вести по данным таблицы «сильная полоса».

«Сильная полоса»

$$\int \alpha_\nu \, d\nu = C_2 + D \lg W + \varkappa_2 \lg (P + p)$$

Полосы H_2O, *мкм*	Граница полос		C_2	D	$\varkappa_2$
	ν, *см*$^{-1}$	λ, *мкм*			
6,3	1 150—3 050	8,7—4,9	302	218	157
2,7	3 340—4 400	3—2,3	337	246	150
1,87	4 800—5 900	2,08—1,7	127	232	144
1,38	6 500—8 000	1,54—1,25	202	460	108

Примечание. W — в *см*; P, p — в *мм рт. ст.*; основание логарифмов — 10; ν — волновое число, *см*$^{-1}$.

исходит на молекулах воздуха. Так как размер молекул меньше длины волны видимых излучений, то будет наблюдаться *релеевское рассеяние,* при котором коэффициент рассеяния обратно пропорционален λ^4. Следовательно, коротковолновые излучения Солнца будут рассеиваться в атмосфере значительно сильнее длинноволновых излучений. Этим и объясняется голубой цвет неба.

При дымке (размер частиц до 1 *мкм*) и в тумане (размер частиц свыше 1 *мкм*) коэффициент пропускания, обусловленный рассеянием в различных «окнах» ИК-области спектра, определяется либо по экспериментальным кривым (рис. 28-41), либо по формуле Бугера, причем коэффициент рассеяния m_λ может быть вычислен по эмпирическим формулам вида

$$m_\lambda = k_1 \lambda^{-k_2},$$

где k_1 и k_2 — параметры, зависящие от размеров рассеивающих частиц, их концентрации и т. д. Коэффициент пропускания равен:

$$\tau = e^{-m_\lambda L},$$

где L — расстояние, на котором происходит рассеяние.

Для некоторых видов дымки $k_2 = -0{,}7$; k_1 вычисляется по известному коэффициенту пропускания для какой-либо длины волны видимого участка спектра.

Степень рассеяния излучений в видимой области спектра часто характеризуется понятием *«метеорологическая дальность видимости»* S, под которой понимают наибольшую дальность видимости днем на фоне неба у горизонта темных предметов с угловыми размерами, большими 0,5°. Коэффициент пропускания единичного слоя атмосферы τ_1 и S связаны соотношением

$$\tau_1 = 10^{-\frac{1{,}7}{S}}.$$

Поглощение лучистого потока в атмосфере, как уже указывалось, производится в основном парами воды, углекислым газом и озоном и зависит как от концентра-

Таблица 28-8

Постоянные коэффициенты для вычисления поглощения углекислым газом

«Слабая полоса»

$$\int \alpha_\nu \, d\nu = C_1 W^{\frac{1}{2}} (P + p)^{\varkappa_1}$$

Полосы CO_2, *мкм*	Границы полос		C_1	$\varkappa_1$	Пределы применимости формулы (численное значение интеграла)
	ν, *см*$^{-1}$	λ, *мкм*			
15	570—800	18,2—12,5	3,16	0,44	50
5,2	1 870—1 980	5,35—5,05	0,024	0,40	30
4,8	1 980—2 160	5,05—4,63	0,12	0,37	60
4,3	2 160—2 500	4,63—4	—	—	50
2,7	3 480—3 800	2,87—2,64	3,15	0,43	50
2,0	4 750—5 200	2,1—1,92	0,492	0,39	80
1,6	6 000—6 550	1,67—1,52	0,063	0,38	80
1,4	6 650—7 250	1,5—1,38	0,058	0,41	80

«Сильная полоса»

$$\int \alpha_\nu \, d\nu = C_2 + D \lg W + \varkappa_2 \lg (P + p)$$

Полосы CO_2, *мкм*	Границы полос		C_2	D	$\varkappa_2$
	ν, *см*$^{-1}$	λ, *мкм*			
15	550— 800	18,2—12,5	—68	55	47
4,3	2 160—2 500	4,63—4	27,5	34	31,5
2,7	3 480—3 800	2,87—2,64	—137	77	68
2,0	4 750—5 200	2—1,92	—536	138	114

Примечание. W — в *атм · см*; P, p — в *мм рт. ст.*; основание логарифмов — 10.

ции поглотителя, так и от длины хода луча в атмосфере.

Количество водяных паров в атмосфере W измеряется в миллиметрах осажденной воды и для длины пути луча в 1 *км* вычисляется по формуле

$$W = \frac{216,7}{T} \, \frac{p_W}{100} E_W (t\,°\text{C}),$$

где T — абсолютная температура; p_W — относительная влажность, %; E_W (t° С) — упругость насыщенных паров.

Среднее количество углекислого газа в атмосфере равно 0,033%. Количество углекислого газа выражается в *атм. см*, т. е. оно определяется числом сантиметров длины пути, на котором содержится то же число молекул газа, находящегося при атмосферном давлении, как и в столбе произвольной длины и произвольного давления. (На 1 *км* пути на уровне моря содержится $3 \cdot 10^{-4} \times 10^5 = 30$ *ат · см*).

Вычисление коэффициента пропускания атмосферой ИК-излучений производится обычно по методу Говарда и др. В этом методе отдельно вычисляются коэффициенты пропускания для «окон», для полос поглощения паров воды и углекислого газа.

Коэффициенты пропускания в полосах поглощения определяются из выражения

$$\tau_{\Delta\nu} = 1 - \frac{\int_{\nu_1}^{\nu_2} \alpha_\nu \, d\nu}{\nu_2 - \nu_1}. \qquad (28\text{-}46)$$

Величина интеграла вычисляется по формулам, приведенным в табл. 28-7 и 28-8, где также даны значения постоянных, входящих в эти формулы. Величины коэффициентов пропускания для различных полос поглощения, определенные по указанным формулам, в зависимости от концентрации поглотителя и давления атмосферы приведены в виде графиков на рис. 28-42.

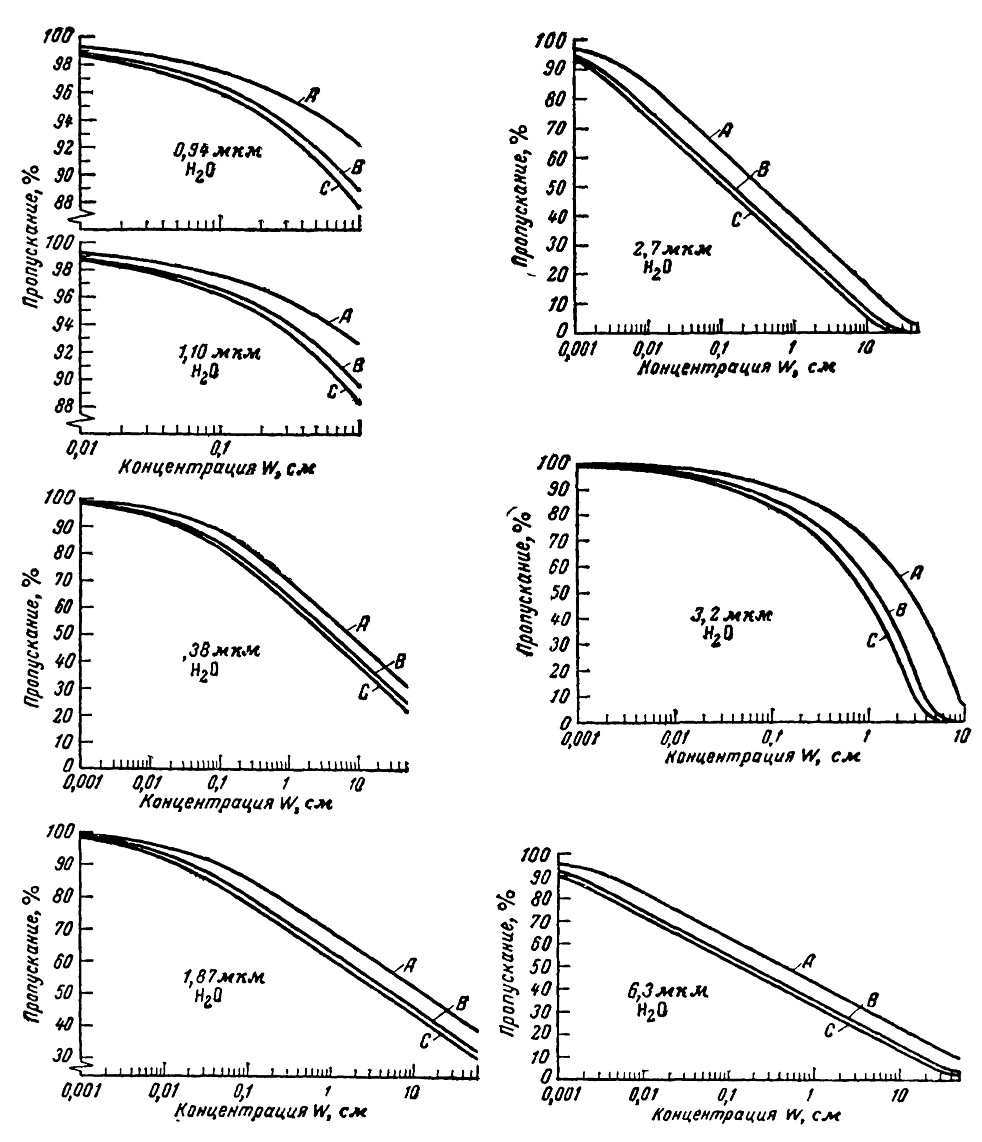


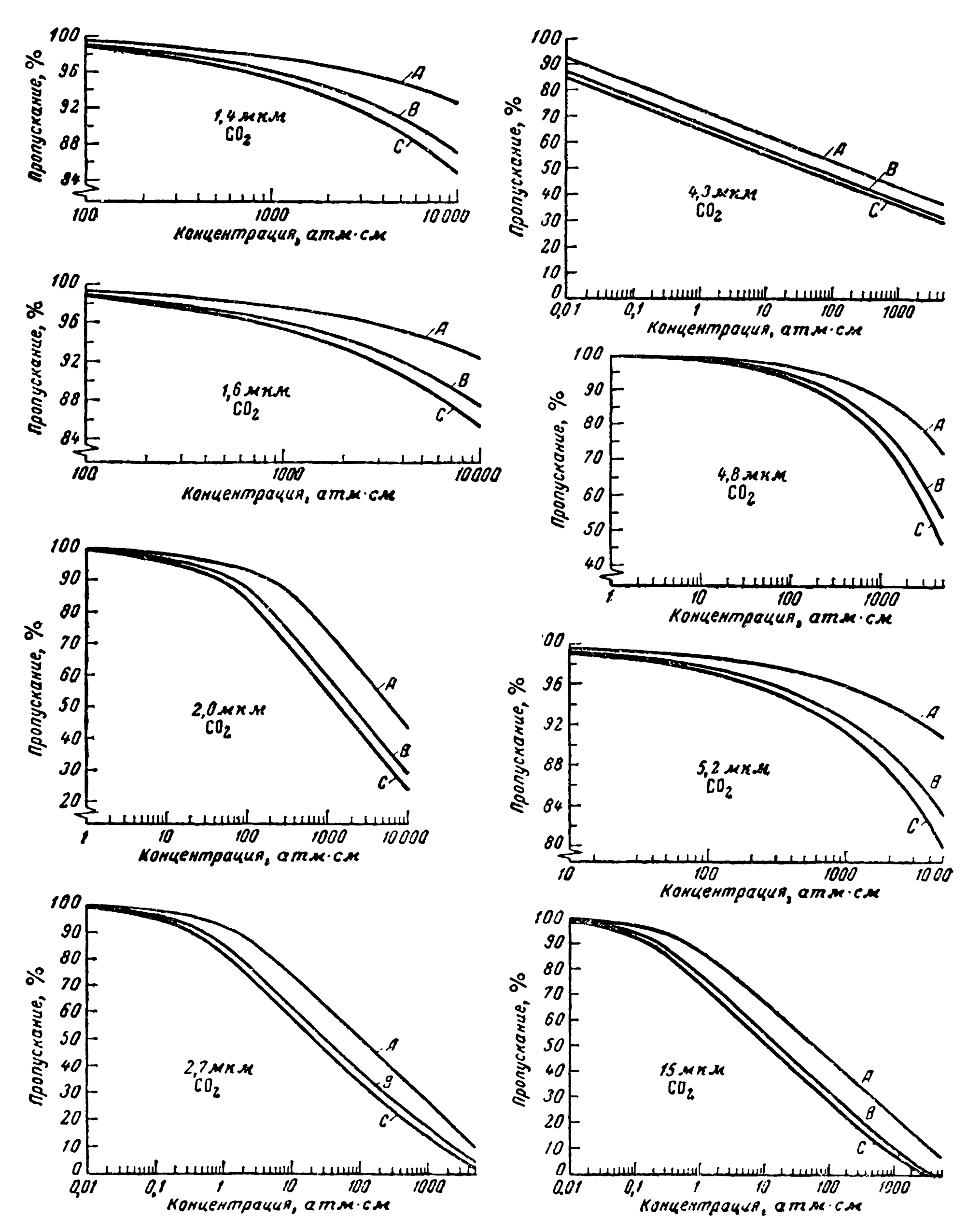
Рис. 28-42. Коэффициенты пропускания

А — 125 *мм рт. ст.*; *В* — 500 *мм*

28-5. ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ИК-ЛУЧЕЙ

О п т и ч е с к и е с и с т е м ы (ОС) представляют собой совокупность линз, зеркал, призм и других элементов, способных в соответствии с определенными физическими законами перераспределять в пространстве лучистый поток.

Оптические системы для ИК-лучей в значительной мере схожи с ОС для видимых излучений. Это объясняется тем, что длины волн ИКИ хотя и больше длин волн видимых излучений, но они все же намного меньше размеров самих ОС. Поэтому методы разработки и изготовления ОС, принятые для видимых излучений, используются при конструировании ОС для ИКИ. Пара-



атмосферы для различных полос поглощения.
рт. ст.; С — 760 мм рт. ст.

метры, характеризующие ОС в видимой области спектра, в основном совпадают с параметрами, характеризующими оптику инфракрасных систем.

Различие между ОС, работающими в видимой и ИК-областях спектра, состоит в следующем. Многие материалы, из которых изготавливаются преломляющие элементы ОС, прозрачны в видимой области спектра и непрозрачны в ИК-области, и наоборот. Кроме того, большинство материалов, прозрачных для ИК-лучей, имеет большой показатель преломления и поэтому обладает большим коэффициентом отражения, многие материалы гигроскопичны и имеют низкую температуру размягчения. Указанные обстоятельства часто приводят к необходи-

мости использования в ИК-системах отражательной оптики.

Различие в длинах волн видимых и ИК-излучений сказывается также на качестве изображения, если оно определяется дифракционными явлениями.

Параметры и устройство основных оптических систем

Параметрами ОС являются: фокусное расстояние f, диаметр входного отверстия $d_{вх}$, относительное отверстие $(d_{вх}/f)$, светосила $(d_{вх}/f)^2$, коэффициент пропускания τ_0, разрешающая способность R, угол зрения 2α.

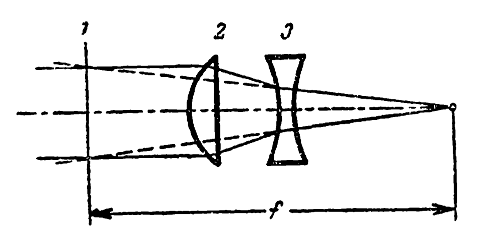


Рис. 28-43. Фокусное расстояние ОС.
1 — главная плоскость; 2, 3 — линзы.

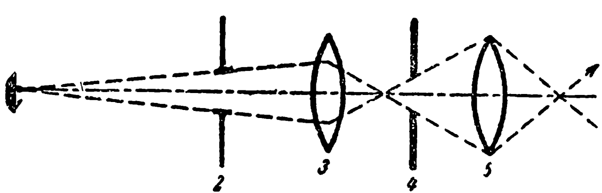


Рис. 28-44. Определение входного отверстия ОС.
1 — источник; 2 — входное отверстие; 3, 5 — линзы; 4 — действующая диафрагма.

Фокусное расстояние (рис. 28-43) — расстояние от главной плоскости 1 до точки фокуса, т. е. до точки, где собираются лучи, упавшие на ОС параллельным пучком. Главная плоскость — плоскость, перпендикулярная оптической оси, и проходящая через точку пересечения луча, параллельного оптической оси, и луча, являющегося продолжением его последнего преломленного отрезка. В некоторых случаях габаритные размеры ОС могут быть в 3—4 раза меньше ее фокусного расстояния.

При прохождении лучей, вышедших из точки 1, через ОС (рис. 28-44) оправы линз или специальные диафрагмы ограничивают пучок, в пределах которого распространяется лучистый поток. Диафрагма или оправа, которая более всего ограничивает лучистый поток, называется *действующей* или *апертурной* диафрагмой. Ее изображение всеми оптическими элементами, стоящими до нее, называется *входным зрачком*, а ее изображение всеми оптическими элементами, стоящими позади нее, — *выходным зрачком*. Таким образом, диаметром входного отверстия $d_{вх}$ следует считать диаметр входного зрачка ОС.

Светосила ОС определяет *облученность*, которая создается протяженным источником в фокальной плоскости ОС:

$$E = \frac{\pi}{4} B \left(\frac{d_{вх}}{f} \right)^2 \tau_0 \cos^4 \alpha, \quad (28\text{-}47)$$

где B — лучистость объекта; α — угол между оптической осью и направлением падения луча.

Разрешающая способность ОС — это способность ОС изображать раздельно источники, наблюдаемые под малыми углами. Разрешающая способность ограничивается аберрациями, т. е. искажениями, возникающими вследствие несовершенства ОС, и дифракцией. Теоретическая предельная разрешающая способность обусловлена дифракцией. В этом случае при наблюдении белых линий, разделенных черными, разрешающая способность

$$R = \frac{1\,480}{N} \left[\frac{линий}{мм} \right],$$

где N — знаменатель относительного отверстия, равный $f/d_{вх}$.

Углом зрения ОС называют угол, в пределах которого качество изображения (разрешающая способность) и облученность изображения не снижаются ниже заданных.

Оптические системы характеризуются также *передаточными* функциями: *функцией рассеяния точки, функцией рассеяния линии, переходной функцией, пространственно-частотной передаточной функцией*. Последняя может быть представлена в виде *амплитудной пространственно-частотной характеристики* (ПЧХ) и *фазовой* ПЧХ. Амплитудную ПЧХ иногда называют также *контрастно-частотной характеристикой* ОС или *функцией передачи модуляции*.

Функция рассеяния точки (ФРТ) $h(x, y)$ или *функция веса* ОС представляет собой реакцию ОС на пространственную дельта-функцию или на точечный источник. Таким образом, функция рассеяния точки описывает распределение облученности в изображении точки, создаваемом ОС. ФРТ меняется по полю зрения оптической системы, т. е. является нестационарной функцией.

Если ФРТ известна, то с помощью интеграла свертки по известному распределению лучистости объекта можно вычислить распределение облученности в изображении

$$E(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int B(x - \zeta, y - \eta) h(\zeta, \eta) d\zeta d\eta. \quad (28\text{-}48)$$

Чтобы воспользоваться указанным выражением, необходимо пересчитать лучистость из системы координат плоскости объ-

ектов (x', y') в систему координат плоскости изображения x, y (рис. 28-45)

$$x = x'\frac{f}{L};\ y = y'\frac{f}{L},$$

где L — расстояние от плоскости объектов до главной плоскости оптической системы.

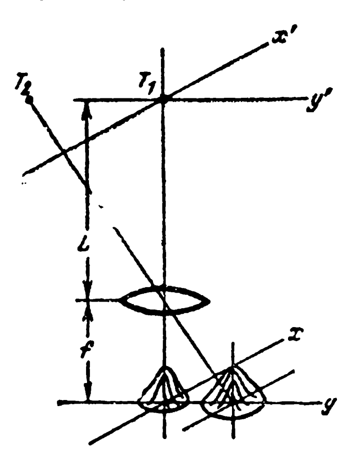


Рис. 28-45. Изменение ФРТ по полю зрения ОС.

Функция рассеяния линии (ФРЛ) — $H(x)$ описывает распределение облученности в изображении линии, создаваемом ОС. Связь между ФРТ и ФРЛ задается выражением

$$H(x) = \int_{-\infty}^{\infty} h(x, y)\,dy. \qquad (28\text{-}49)$$

Переходная функция (ПФ) описывает распределение облученности в изображении резкой границы между светлым (с лучистостью B_0) и темным полем. ПФ представляет собой интеграл от ФРЛ (рис. 28-46)

$$E(x) = \int_{-\infty}^{x} B_0 H(\zeta)\,d\zeta. \qquad (28\text{-}50)$$

Пространственно-частотная передаточная функция (ПЧПФ) оптической системы характеризует ее способность передавать амплитуды и фазы гармонических составляющих лучистостей разных пространственных частот, подаваемых на вход ОС. Связь между ПЧПФ и ФРТ дается выражением

$$W_0(j\omega_x, j\omega_y) = \int_{-\infty}^{\infty}\int h(\zeta, \eta) \times$$

$$\times e^{-j2\pi(\omega_x\zeta + \omega_y\eta)}\,d\zeta\,d\eta. \qquad (28\text{-}51)$$

Пространственно-частотная характеристика (ПЧХ) представляет собой амплитудную пространственно-частотную характеристику ОС

$$W_0(\omega_x, \omega_y) = |W_0(j\omega_x, j\omega_y)|. \qquad (28\text{-}52)$$

ПЧХ показывает, как ОС изменяет передачу контраста для различных пространственных частот. Если контраст гармонического распределения лучистости в объекте представить в виде

$$k_0 = \frac{B_{макс} - B_{мин}}{B_{макс} + B_{мин}}, \qquad (28\text{-}53)$$

а контраст гармонического распределения облученности в изображении в виде

$$k_и = \frac{E_{макс} - E_{мин}}{E_{макс} + E_{мин}}, \qquad (28\text{-}54)$$

то

$$\frac{k_и}{k_0} = W_0(\omega_x, \omega_y).$$

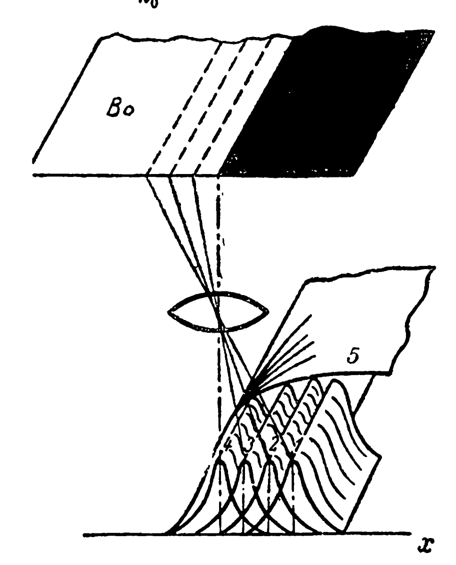


Рис. 28-46. Переходная функция ОС.
1, 2, 3, 4 — ФРЛ; *5* — переходная функция.

Типичная ПЧХ объектива изображена на рис. 28-47. Как видим, ОС является *пространственным фильтром низких частот*. Вид ПЧХ изменяется по полю зрения ОС.

Спектр облученности изображения $\Phi_E(j\omega_x, j\omega_y)$ связан со спектром лучистости объекта $\Phi_B(j\omega_x, j\omega_y)$ простым соотношением

$$\Phi_E(j\omega_x, j\omega_y) = \Phi_B(j\omega_x, j\omega_y)W_0(j\omega_x, j\omega_y).$$

Линзовые ОС

Простейшие ОС, применяемые в ИК-приборах, состоят из одной линзы. Фокусное расстояние тонкой линзы, т. е. линзы с двумя близко расположенными сферическими поверхностями, равно:

$$f = \frac{1}{(n-1)\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right)}, \qquad (28\text{-}55)$$

где n — отношение показателей преломления материала линзы и среды, где находится линза; R_1 и R_2 — радиусы кривизны поверхностей линзы.

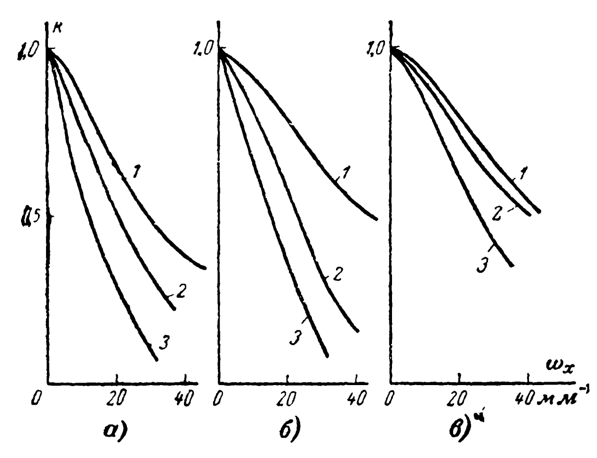


Рис. 28-47. Изменение ПЧХ по полю зрения.
а — Таир-11, светосила 1 : 2,8; *б* — Таир-11, светосила 1 : 4; *в* — Зоннар, светосила 1 : 4.
1 — центр; *2* — 10 *мм* от центра; *3* — 20 *мм* от центра.

Для получения изображения минимальных размеров следует оптимальным образом подобрать отношение радиусов

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2n^2 + n}{2n^2 - n - 4}.$$

Одиночные линзы со сферическими поверхностями обладают большими сферическими аберрациями, которые проявляются в несовпадении фокусов для пучков лучей, параллельных оптической оси и расположенных на различных расстояниях от нее. Для уменьшения аберраций применяются асферические линзы (их изготовление значительно сложнее), сферические линзы с асферической коррекцией одной из двух поверхностей и системы из нескольких линз.

При больших углах поля зрения ОС начинают сказываться такие искажения, как *астигматизм* и *кома*. Причина возникновения астигматизма — разное преломление линзы для лучей, лежащих во взаимоперпендикулярных плоскостях, в результате чего точки фокуса для этих лучей не совпадают. Кома — аналог сферической аберрации для наклонного пучка лучей. При коме изображение точки принимает вид растянутого пятна. Так как ИК-приборы работают обычно в широкой области электромагнитного спектра, то при использовании линз сильно проявляется влияние *хроматической аберрации*, т. е. искажений, обусловленных неодинаковым преломлением лучей с различными длинами волн. Хроматическая аберрация устраняется путем использования зеркальных (отражательных) ОС.

Зеркальные и зеркально-линзовые ОС

Угловой размер изображения точки, создаваемого сферическим зеркалом на оптической оси, может быть вычислен по приближенной формуле (точность 3%):

$$\varphi = \frac{1\,600}{N^3}\ [углов \cdot сек], \quad (28\text{-}56)$$

где $N = f/d_{вх}$ — фокусное число или знаменатель относительного отверстия.

Для устранения сферической аберрации используют зеркала с *параболическим* или с *асферическим* профилем, близким к параболоиду. Широкое распространение получил метод устранения аберрации сферического зеркала с помощью тонкой корректирующей пластинки, содержащей только асферическую составляющую (системы Шмидта), или с помощью мениска (системы Максутова).

Система Шмидта (рис. 28-48) основана на следующем принципе. Если поместить входной зрачок в плоскости, проходящей через центр кривизны сферического зеркала, то параллельный пучок, падающий на зеркало, и до и после отражения остается симметричным относительно оси зеркала. У сферического зеркала все оси равноправны, и поэтому изображение будет свободно от искажений типа кома и астигматизм. Сферическая аберрация зеркала устраняется при помощи специально рассчитанной коррекционной пластины Шмидта. Эта пластина вносит хроматическую аберрацию, но весьма незначительную. Системы Шмидта позволяют получить угол поля зрения несколько десятков градусов при очень хорошем качестве изображения.

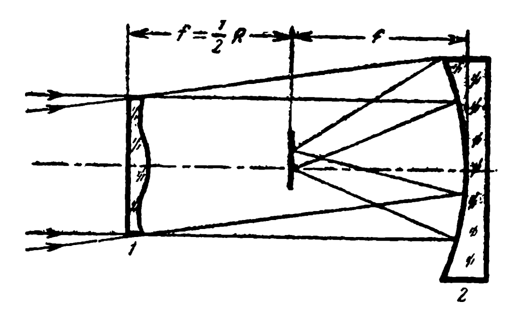


Рис. 28-48. Схема системы Шмидта.
1 — коррекционная пластина; *2* — сферическое зеркало.

В системах Максутова (рис. 28-49) отрицательная сферическая аберрация зеркала устраняется путем ком-

пенсации ее положительной сферической аберрацией специально рассчитанного мениска (выпукло-вогнутой линзы). Кома устраняется выбором для мениска надлежащей толщины и его правильным расположением относительно зеркала. В этом значительное преимущество системы Максутова перед системой Шмидта, ибо в системе Максутова мениск располагается недалеко от фокуса и система получается короче.

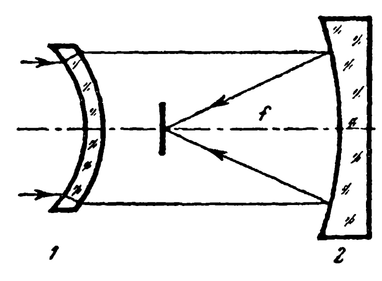


Рис. 28-49. Схема системы Максутова.
1 — мениск; *2* — сферическое зеркало.

Конденсоры

В оптических системах с широким полем зрения приходится использовать приемники излучений большого размера, а это приводит к снижению их пороговой чувствительности. Возникающая трудность может быть частично устранена, если между объективом системы и приемником расположить еще один оптический элемент — **к о н д е н с о р** (рис. 28-50). Конденсор должен проектировать входной зрачок на ПИ. При этом можно уменьшить диаметр ПИ примерно во столько раз, во сколько относительное отверстие конденсора больше относительного отверстия объектива.

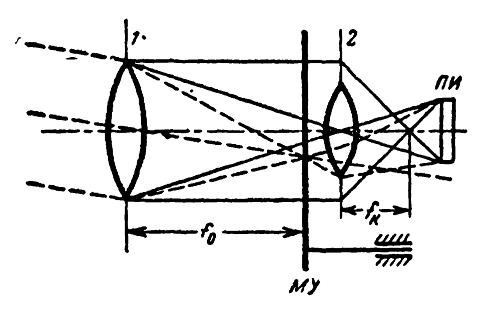


Рис. 28-50. Схема расположения конденсора.
1 — объектив; *2* — конденсор.

Использование конденсора позволяет также равномерно облучить весь ПИ, несмотря на перемещение объекта в поле зрения ИКП, что устраняет влияние неравномерности чувствительности на поверхности ПИ.

Волоконная (нитевидная) оптика

В последнее время усиленно разрабатываются новые оптические устройства и, в частности, нитевидная или волоконная оптика, с помощью которой с меньшими потерями осуществляется передача лучистого потока внутри оптико-электронных приборов. Кроме того, в некоторых случаях применение нитевидной оптики позволяет повысить разрешающую способность оптико-электронных систем, уменьшить их габариты и осуществить надежное кодирование передаваемой информации.

В основе работы волоконной оптики как светопровода лежит явление полного внутреннего отражения луча света при его переходе из более плотной среды в менее плотную.

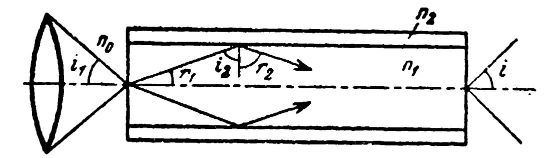


Рис. 28-51. Ход лучей в светопроводе.

На рис. 28-51 изображена схема прохождения луча по нити. При полном внутреннем отражении угол r_2 должен быть равен 90°, а $\sin r_2 = 1$. Тогда минимальный угол i_2, при котором будет наблюдаться полное внутреннее отражение, определится из условия

$$\sin i_2 = \frac{n_2}{n_1}.$$

Чем меньше угол i_2, тем в большем телесном угле может концентрироваться лучистый поток, поступающий в нить, т. е. нить без потерь сможет перехватывать большую долю потока источника либо сможет работать с более светосильной оптикой.

Уменьшения угла i_2 можно достигнуть увеличением n_1 и уменьшением n_2. Использование воздуха в качестве среды, граничащей с нитью, невозможно, ибо для достижения максимального светового к. п. д. и разрешающей способности при использовании нитей в системах переноса изображения нити должны быть весьма плотно прижаты друг к другу. Так как соседние нити в такой связке соприкасаются, то отсутствие оптически изолирующего покрытия неизбежно приводит к утечке лучистого потока. Для исключения светорассеяния достаточно нанести на каждую нить покрытие, показатель преломления которого мал по сравнению с показателем преломления самой нити.

Предельный угол входа потока в нить i_1, при котором будет полное внутреннее отражение, выражается зависимостью

$$n_0 \sin i_1 = n_1 \cos\left(\arcsin\frac{n_2}{n_1}\right).$$

Благодаря явлению полного внутреннего отражения потери лучистого потока в волоконной оптике обусловлены в основном поглощением материала волокна и отражением лучистого потока при его входе в волокно.

Для уменьшения потерь лучистого потока при его распространении внутри волокна может быть использован *лазерный эффект* — явление, при котором само волокно становится излучателем, вследствие чего распространяющийся в нем лучистый поток усиливается.

С помощью волоконной оптики переменного сечения можно изменять размеры передаваемого изображения.

28-6. РАСЧЕТ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ПРИБОРОВ ИНФРАКРАСНОЙ ТЕХНИКИ

Общие соотношения

Выбор параметров ИКП производят таким образом, чтобы его эффективность была наибольшей по основному параметру,

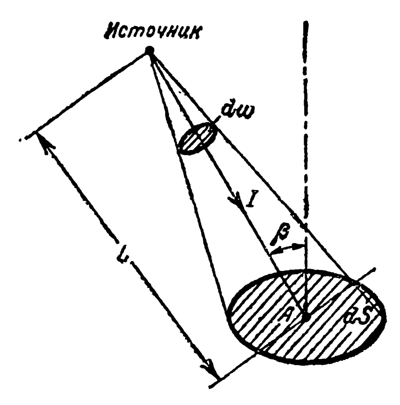


Рис. 28-52. Вычисление облученности от точечного источника.

т. е. в соответствии с основным назначением прибора. Для большинства ИКП таким параметром является дальность действия прибора.

При расчете дальности действия ИКП *по точечным объектам*, т. е. объектам, размеры которых малы по сравнению с расстоянием до них (рис. 28-52), основной расчетной формулой является закон квадратов расстояний

$$E = \frac{I}{L^2}\cos\beta, \qquad (28\text{-}57)$$

где E — облученность, создаваемая объектом на расстоянии L; I — сила излучения объекта; β — угол между направлением на объект и перпендикуляром к облучаемой плоскости.

По характеристикам приборов определяют необходимую облученность оптических

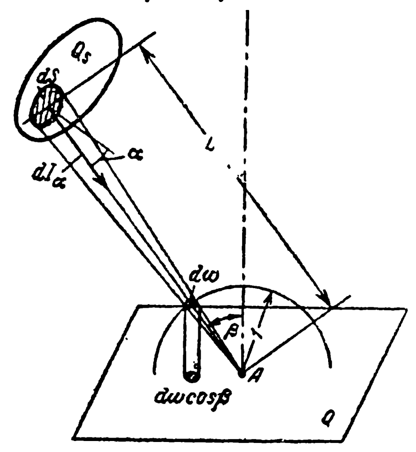


Рис. 28-53. Вычисление облученности от протяженного источника.

систем $E_{пр}$, при которой обнаружение объекта будет надежным. Тогда дальность действия ИКП определяется из условия

$$\frac{I}{L^2}\cos\beta \geqslant E_{пр}. \qquad (28\text{-}58)$$

Для учета влияния атмосферы левую часть неравенства умножают на коэффициент пропускания атмосферы.

При расчете дальности действия ИКП *по протяженным объектам* (рис. 28-53) необходимо пользоваться формулой

$$E = \iint\limits_S \frac{BdS}{L^2}\cos\alpha\cos\beta = \iint\limits_\omega B\cos\beta\, d\omega = \iint\limits_\omega B d\omega_{пр},$$

где $d\omega_{пр}$ — проекция участка сферы единичного радиуса, вырезаемого телесным углом $d\omega$, на плоскость Q, где определяется облученность; B — лучистость объекта.

Телесный угол $d\omega$ определяется из приближенной зависимости

$$d\omega = dS_{пр}/L^2,$$

где $dS_{пр}$ — площадь проекции поверхности излучающего объекта на плоскость, перпендикулярную направлению наблюдения.

Следовательно, и в этом случае при изменении дальности будет изменяться облученность оптической системы ИКП. Если объект на любой дальности перекрывает все поле зрения ИКП, то дальность действия

ИКП будет определяться потерями лучистого потока в атмосфере.

Рассмотрим на примере обзорного ИКП и ЭОПН, как определяется их дальность действия и какая существует при этом взаимосвязь между параметрами приборов.

Дальность действия обзорного ИКП по точечному объекту

Характеристики объекта, фона, атмосферы и обзорного ИКП, в принципе, известны. Полагаем, что объект может быть обнаружен на экране ИКП с определенной степенью вероятности, если сигнал от него в m раз превышает сигнал, обусловленный либо внутренними, либо внешними шумами (шумами фона). Значение m зависит от требуемой вероятности обнаружения объекта.

Дальность действия ИКП (рис. 28-54) определяем для трех основных случаев:

1) объект наблюдается при отсутствии фона;

2) объект наблюдается на фоне с равномерной лучистостью;

3) объект наблюдается на фоне с неравномерной лучистостью.

Объект наблюдается при отсутствии фона. *Облученность ИКП* от объекта определяем по закону квадратов расстояний

$$E=\frac{\int\limits_{\lambda}|I_\lambda|\,\tau^0_{a\lambda}\,d\lambda}{L^2},\qquad(28\text{-}59)$$

где I_λ — спектральная плотность силы излучения объекта; L — расстояние между объектом и ИКП; $\tau^0_{a\lambda}$ — спектральный коэффициент пропускания атмосферы (принимаем, что в исходном диапазоне расстояний $\tau^0_{a\lambda}$ не зависит от L).

Лучистый поток, поступающий на ПИ при отсутствии сканирования, равен:

$$P=\frac{\pi d^2_{вх}}{4L^2}\int\limits_{\lambda}|I_\lambda|\,\tau^0_{a\lambda}\,\tau^0_{0\lambda}\,\tau^0_{ф\lambda}\,d\lambda,\qquad(28\text{-}60)$$

где $d_{вх}$ — диаметр входного отверстия ОС; $\tau^0_{0\lambda}$ — спектральный коэффициент пропускания ОС; $\tau^0_{ф\lambda}$ — спектральный коэффициент пропускания фильтра.

Определяем сигнал на выходе усилителя ИКП (сканирования нет)

$$U_c=\frac{\pi d^2_{вх}}{4L^2}k_0\int\limits_{\lambda}|I_\lambda|\,\tau^0_{a\lambda}\,\tau^0_{0\lambda}\,\tau^0_{ф\lambda}\,|\varphi_\lambda|\,d\lambda,\qquad(28\text{-}61)$$

где φ_λ — спектральная чувствительность ПИ; k_0 — коэффициент усиления усилителя.

Внутренние шумы ИКП будут создавать на его выходе шумовой сигнал, средний квадрат которого равен:

$$\overline{U^2_ш}=\int\limits_0^\infty S_U(f)\,|W_у(f)|^2\,df=$$

$$=k_0^2\int\limits_0^\infty S_U(f)\,|W_{у.н}(f)|^2\,df,\qquad(28\text{-}62)$$

где $S_U(f)$ — спектр дисперсий шума; $W_у(f)$ — частотная характеристика усилителя прибора; k_0 — максимальный коэффициент усиления усилителя; $W_{у.н}(f)$ — нормированная частотная характеристика усилителя.

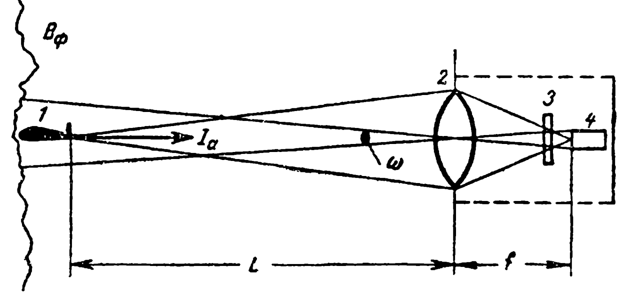


Рис. 28-54. Схема определения дальности действия обзорного ИКП.

1 — объект; 2 — ОС; 3 — фильтр; 4 — ПИ.

Если полагать, что шум «белый», то

$$\overline{U^2_ш}=k_0^2S_U\int\limits_0^\infty|W_{у.н}(f)|^2\,df=k_0^2\,S_U\,\Delta f,\qquad(28\text{-}63)$$

где Δf— эквивалентная полоса пропускания усилителя.

Среднеквадратичное значение шума равно:

$$\bar U_ш=\sqrt{\overline{U^2_ш}}=k_0\,|S_U|^{1/2}\,\Delta f^{1/2}.$$

Среднеквадратичное значение шума связано с пороговым потоком соотношением

$$\frac{\bar U_ш}{\varphi_0k_0}=P_{пор0}\frac{\sqrt{S}\sqrt{\Delta f}}{\sqrt{S_0}\sqrt{\Delta f_0}},$$

где S — площадь данного ПИ; S_0 — единичная площадь ПИ, для которого определялся пороговый поток; Δf_0 — единичная полоса пропускания усилителя.

Заметим, что φ_0 и $P_{пор0}$ приведенные величины.

Сигнал от объекта должен превышать шумовой сигнал в m раз:

$$m=\frac{U_c}{\bar U_ш}.\qquad(28\text{-}64)$$

Производя необходимые подстановки, получаем:

$$m=\frac{\pi d_{вх}^2\int\limits_\lambda |I_\lambda|\tau_{a\lambda}^0\tau_{0\lambda}^0\tau_{ф\lambda}^0|\varphi_\lambda|d\lambda}{4L^2P_{поро}\varphi_0\sqrt{S}\sqrt{\Delta f}}. \quad (28\text{-}65)$$

Величины $\sqrt{S_0}$ и $\sqrt{\Delta f_0}$ опущены, так как они равны единице. Определяем дальность действия ИКП при отсутствии сканирования:

$$L^2=\frac{\pi d_{вх}^2\int\limits_\lambda |I_\lambda|\tau_{a\lambda}^0\tau_{0\lambda}^0\tau_{ф\lambda}^0|\varphi_\lambda|d\lambda}{4mP_{пор\,о}\varphi_0\sqrt{S}\cdot\sqrt{\Delta f}}.$$

Иногда интеграл, стоящий в числителе, удобно представить в следующем виде:

$$\int\limits_\lambda |I_\lambda|\tau_{a\lambda}^0\tau_{0\lambda}^0\tau_{ф\lambda}^0|\varphi_\lambda|d\lambda=$$

$$=\frac{\int\limits_\lambda |I_\lambda||\varphi_\lambda|\tau_{a\lambda}^0\tau_{ф\lambda}^0\tau_{0\lambda}^0 d\lambda}{\int\limits_\lambda |I_\lambda||\varphi_\lambda|\tau_{ф\lambda}^0\tau_{0\lambda}^0 d\lambda}\cdot\frac{\int\limits_\lambda |I_\lambda||\varphi_\lambda|\tau_{ф\lambda}^0\tau_{0\lambda}^0 d\lambda}{\int\limits_\lambda |I_\lambda||\varphi_\lambda|\tau_{0\lambda}^0 d\lambda}\times$$

$$\times\frac{\int\limits_\lambda |I_\lambda||\varphi_\lambda|\tau_{0\lambda}^0 d\lambda}{\int\limits_\lambda |I_\lambda||\varphi_\lambda|d\lambda}\cdot\frac{\int\limits_\lambda |I_\lambda||\varphi_\lambda|d\lambda}{\int\limits_\lambda |I_\lambda|d\lambda}\cdot\int\limits_\lambda |I_\lambda|d\lambda$$

или

$$\int |I_\lambda|\tau_{a\lambda}^0\tau_{ф\lambda}^0\tau_{0\lambda}^0|\varphi_\lambda|d\lambda=\tau_a^0\tau_ф^0\tau_0^0\eta^0\varphi_0 I_0,$$

где τ_0^0, $\tau_ф^0$, τ_a^0 — приведенные интегральные коэффициенты пропускания оптики, фильтра, атмосферы соответственно; η^0 — спектральный к. п. д. ПИ; I_0 — сила излучения объекта; φ_0 — приведенная интегральная чувствительность ПИ—$(\varphi_\lambda)_m$.

Тогда

$$L^2=\frac{I_0\eta^0\tau_a^0\tau_ф^0\tau_0^0\pi d_{вх}^2}{4mP_{пор\,о}\sqrt{S}\sqrt{\Delta f}}.$$

Учитывая, что $S=f^2\omega$, а $d_{вх}/f=A$, где f — фокусное расстояние ОС; A — относительное отверстие ОС; ω — пространственный угол зрения ИКП, получаем:

$$L^2=\frac{I_0\eta^0 A\pi d_{вх}\tau_a^0\tau_ф^0\tau_0^0}{4mP_{поро}\sqrt{\omega}\sqrt{\Delta f}}. \quad (28\text{-}66)$$

Следовательно, с увеличением диаметра ОС при постоянном относительном отверстии дальность действия ИКП увеличивается в $\sqrt{d_{вх}}$ раз.

Так как в обзорном ИКП обязательно осуществляется *сканирование* поля обзора, то сигнал на выходе прибора является функцией времени, зависящей от скорости сканирования, диаграммы направленности приемной части ИКП, инерционности ПИ и усилителя.

Для упрощения выкладок представим эту функцию как преобразование Фурье от ее спектра

$$U_c(t)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\Phi(f)e^{j2\pi ft}df. \quad (28\text{-}67)$$

Спектр сигнала на выходе ИКП равен:

$$\Phi(f)=\frac{W_ф(f)W_у(f)}{\omega_1}\times$$

$$\times\int\limits_{-\infty}^{\infty}\Phi_I\left(\frac{f}{\omega_1},\omega_у\right)W_N\left(\frac{f}{\omega_1},\omega_у\right)d\omega_у, \quad (28\text{-}68)$$

где $W_ф(f)$ — частотная характеристика ПИ; $\Phi_I(f/\omega_1,\omega_у)$ — пространственный спектр объекта: $W_N(f/\omega_1,\omega_у)$ — ПЧХ приемной части ИКП; ω_1 — угловая скорость сканирования.

Ввиду того что наблюдаемый объект точечный, его ПЧС весьма широкий и спектр сигнала будет определяться ПЧХ приемной части и частотными характеристиками ПИ и усилителя. Произведем необходимые замены и перейдем к *нормированным характеристикам*. Тогда.

$$\Phi(f)=\frac{I_0\eta^0\varphi_0 k_0\pi d_{вх}^2\tau_a^0\tau_ф^0\tau_0^0}{4\omega_1 L^2}\times$$

$$\times W_{фн}(f)W_{у.н}(f)\int\limits_{-\infty}^{\infty}W_{Nн}\left(\frac{f}{\omega_1},\omega_у\right)d\omega_у.$$

Интегральные значения φ_0, k_0, I_0, η^0, τ_a^0, $\tau_ф^0$, τ_0^0 соответствуют введенным ранее величинам. ПЧХ приемной части вычисляется как преобразование Фурье от диаграммы направленности ИКП $N(\alpha,\beta)$:

$$W_N(\omega_x,\omega_y)=\int\int\limits_{-\infty}^{\infty}N(\alpha,\beta)\times$$

$$\times e^{-j2\pi(\omega_x\alpha+\omega_y\beta)}d\alpha\,d\beta,$$

где α, β — угловые координаты диаграммы направленности.

Если диаграмма направленности не выражается в аналитической форме, то она может быть представлена для одномерного случая суммой прямоугольников, а для двухмерного — суммой цилиндров или параллелепипедов. Затем вычисляются ПЧХ каждого элемента диаграммы направленности и полученные значения суммируются с учетом веса каждого элемента в общей диаграмме направленности.

Подставим полученное выражение для спектра сигнала в формулу преобразования Фурье

$$U_c(t)=\frac{I_0\eta^0\varphi_0 k_0\pi d_{вх}^2\tau_a^0\tau_ф^0\tau_0^0}{4\omega_1 L^2}\times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty}\int W_{\varphi н}(f)\, W_{у.н}(f)\, W_{Nн}\left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y\right) \times$$

$$\times e^{j2\pi ft}\, d\omega_y df.$$

Интеграл представляет собой нормированное значение сигнала как функции времени $U_{с.н}(t)$:

$$U_с(t) = \frac{I_0 \eta^0 \varphi_0 k_0 \pi d^2_{вх} \tau^0_а \tau^0_ф \tau^0_0}{4\omega_1 L^2} U_{с.н}(t).$$

Для определения дальности действия ИКП составим отношение сигнала к шуму

$$m = \frac{U_с(t)}{U_ш} =$$

$$= \frac{I_0 \eta^0 \varphi_0 k_0 \pi d^2_{вх} \tau^0_а \tau^0_ф \tau^0_0 U_{с.н}(t)}{4\omega_1 L^2 P_{пор\,0} \varphi_0 k_0 \sqrt{S}\sqrt{\Delta f}},$$

но

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} = \frac{\Omega}{T\omega},$$

где τ — время осмотра угла зрения; Ω — угол обзора ИКП; T — время обзора.

Тогда

$$L^2 = \frac{I_0 \eta^0 \pi d^2_{вх} \tau^0_а \tau^0_ф \tau^0_0 \sqrt{T} U_{с.н}(t)}{4\omega_1 m P_{пор\,0} f \sqrt{\Omega}} =$$

$$= \frac{I_0 \eta^0 \pi d_{вх} \tau^0_а \tau^0_ф \tau^0_0 A \sqrt{T} U_{с.н}(t)}{4\omega_1 m P_{пор\,0} \sqrt{\Omega}}.$$

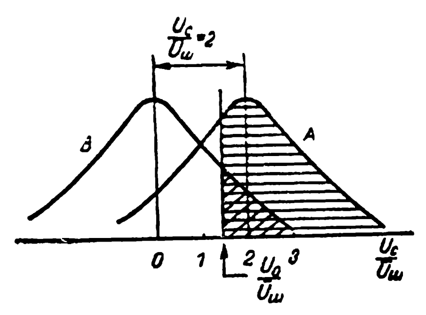


Рис. 28-55. К определению вероятностей появления сигнала и ложной тревоги.

Как видим, наличие сканирования приводит к появлению множителя $U_{с.н}(t)$, учитывающего изменение формы сигнала вследствие конечной ширины полосы пропускания оптической и усилительной систем. При изменении формы сигнала его амплитудное значение может уменьшиться.

При расчетах дальности действия ИКП используют либо амплитудное, либо среднеквадратичное значение сигнала.

Выясним, что изменится дальность действия обзорного ИКП при различной вероятности появления ложных тревог и различной вероятности появления сигнала (см. рис. 28-55). Полагаем, что внутренние шумы имеют нормальное распределение с нулевым средним значением. Суммарное напряжение сигнала от объекта и шума также распределено по нормальному закону, но имеет среднее значение, отличное от нуля. Следовательно, кривая плотности вероятности для сигнала и шума (кривая A) сдвинута вправо относительно кривой плотности вероятности шума (кривая B).

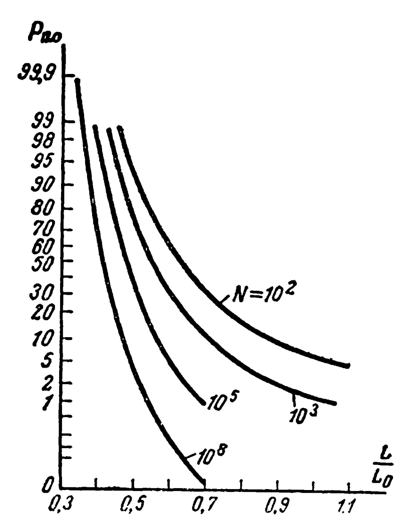


Рис. 28-56. Снижение дальности действия ИКП при увеличении вероятности обнаружения объекта $P_{п.о}$. N — число элементов в поле обзора.

На входе усилителя ИКП обычно устанавливается напряжение смещения U_0 и поэтому вероятность обнаружения истинного объекта пропорциональна площади кривой A, лежащей справа от U_0, а вероятность ложной тревоги пропорциональна площади кривой B, также лежащей справа от U_0. Вероятность обнаружения истинного объекта может быть увеличена как за счет уменьшения начального смещения, так и за счет увеличения сигнала, т. е. перемещения кривой A вправо. В первом случае увеличивается вероятность ложных тревог, что обычно неприемлемо, и поэтому вероятность обнаружения истинного объекта повышают за счет увеличения сигнала, несмотря на то что это приводит к снижению дальности ИКП (рис. 28-56).

Объект наблюдается на фоне с равномерной лучистостью. Лучистость фона постоянна и равна $B_ф$. Фон создает на ПИ постоянный поток засветки

$$P' = B_ф \eta^ф \omega \frac{\pi d^2_{вх}}{4} \tau^ф_0 \tau^ф_ф, \quad (28\text{-}69)$$

где ω — пространственный угол зрения ИКП; η^{Φ} — коэффициент использования излучений фона ПИ; τ_0^{Φ}, τ_{Φ}^{Φ} — коэффициенты пропускания излучений фона оптикой и фильтром.

Под действием P' увеличится $P_{\text{поро}}$ до величины $P'_{\text{поро}}$ и уменьшится дальность действия ИКП. Точечный объект, попадающий в поле зрения прибора, будет обнаружен в том случае, если разность потоков от фона и от фона и объекта будет больше порогового потока $P'_{\text{поро}}$.

Объект наблюдается на фоне с неравномерной лучистостью. При осмотре неравномерно излучающего фона в поле зрения прибора попадают участки с различной лучистостью и на выходе прибора наблюдается напряжение, изменяющееся случайным образом. Полагаем, что это напряжение значительно превышает напряжение внутренних шумов прибора, вследствие чего последнее не будем в дальнейшем принимать во внимание. Для того чтобы выходное напряжение, обусловленное неравномерной лучистостью фона, не вызывало ложной тревоги, приходится уменьшать чувствительность прибора по отношению к лучистости фона путем использования различных методов фильтрации. Однако при этом почти всегда уменьшается и чувствительность прибора по отношению к инстинному объекту.

При приближенном определении дальности действия ИКП можно считать, что прибор обнаруживает объект, а не фон, когда

$$P_0 = m\Delta P_{\Phi}, \qquad (28\text{-}70)$$

где ΔP_{Φ} — максимальное значение разности приведенных лучистых потоков, поступающих в прибор от соседних участков фона.

Необходимо, конечно, чтобы соблюдалось условие $P_0 > P'_{\text{пор}\,0}$, где $P'_{\text{пор}\,0}$ — пороговый поток, обусловленный внутренними шумами ПИ при наличии засветки от фона.

Определим максимально возможную дальность действия прибора при наличии фона с неравномерной лучистостью. Облученность входного отверстия от фона равна:

$$\Delta E_{\Phi} = \Delta B_{\Phi}\, \eta^{\Phi}\, \omega \tau_{\text{а}}^{\Phi}. \qquad (28\text{-}71)$$

Тогда приведенный поток, поступающий на ПИ, составляет:

$$\Delta P_{\Phi} = \Delta E_{\Phi} \frac{\pi d_{\text{вх}}^2}{4} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi} = \Delta B_{\Phi}\, \eta^{\Phi}\, \omega \frac{\pi d_{\text{вх}}^2}{4} \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi}. \qquad (28\text{-}72)$$

Лучистый поток от объекта, попадающий на ПИ, вычисляется из зависимости

$$P_0 = \frac{I_0 \eta^0}{L^2} \frac{\pi d_{\text{вх}}^2}{4} \tau_{\text{а}}^0 \tau_0^0 \tau_{\Phi}^0. \qquad (28\text{-}73)$$

Выполняем необходимую подстановку

$$m = \frac{I_0\, \eta^0 \tau_{\text{а}}^0 \tau_0^0 \tau_{\Phi}^0}{L^2 \Delta B_{\Phi}\, \eta^{\Phi}\, \omega \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi}} \qquad (28\text{-}74)$$

и определяем дальность действия

$$L_{\text{макс}}^2 = \frac{I_0\, \eta^0 \tau_{\text{а}}^0 \tau_0^0 \tau_{\Phi}^0}{\Delta B_{\Phi}\, \eta^{\Phi}\, \omega m \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi}}. \qquad (28\text{-}75)$$

Из приведенного анализа следует, что максимально возможная дальность действия ИКП зависит от *характеристик объекта и фона, от угла зрения прибора и от потребной вероятности обнаружения объекта.* В полученном выражении для дальности действия нет величины диаметра входного отверстия ОС. Объясняется это тем, что диаметр ОС одинаковым образом входит как в формулу для определения потока от объекта, так и в формулу для определения потока от фона.

Переходим к учету пространственно-частотных характеристик прибора и пространственных статистических свойств неравномерно излучающего фона.

Сигнал от фона появляется в результате сканирования фона. Это сигнал случайный, и в первом приближении его можно считать стационарным и эргодичным. Спектральная плотность сигнала, возникающего на выходе усилителя ИКП под воздействием излучений фона при его сканировании в направлении x, равна:

$$S_u(f) = \frac{\left| \varphi_0 k_0 W_{\varphi\text{н}}(f) W_{\text{у.н}}(f) \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi} \eta^{\Phi} \right|^2}{\omega_1} \times \left(\frac{\pi d_{\text{вх}}^2}{4} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{в}} \left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y \right) \times \left| W_{N\text{н}} \left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y \right) \right|^2 d\omega_y.$$

Произведем нормировку спектра излучений фона:

$$S_{\text{в}} \left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y \right) = b_{\Phi} S_{\text{вн}} \left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y \right), \qquad (28\text{-}76)$$

где b_{Φ} — максимальная спектральная плотность дисперсии лучистости фона.

Тогда

$$S_u(f) = \frac{b_{\Phi} \left| \varphi_0 k_0 \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi} W_{\varphi\text{н}}(f) W_{\text{у.н}}(f) \eta^{\Phi} \right|^2}{\omega_1} \times \left(\frac{\pi d_{\text{вх}}^2}{4} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{в.н}} \left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y \right) \times \left| W_{N\text{н}} \left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y \right) \right|^2 d\omega_y. \qquad (28\text{-}77)$$

Средний квадрат флуктуаций напряжения сигнала от фона получим путем интегрирования спектра флуктуаций по частоте

$$\overline{\left(U_{\text{вых}}^{\Phi}\right)^2} = \int\limits_{-\infty}^{\infty} S_U(f)\,df = \frac{b_\Phi \left| \varphi_0 k_0 \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi} \eta^{\Phi} \right|^2}{\omega_1} \times$$

$$\times \left(\frac{\pi d_{\text{вх}}^2}{4}\right)^2 \int\limits_{-\infty}^{\infty} \int\limits_{0}^{\infty} S_{\text{в.н}}\left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y\right) \times$$

$$\times \left| W_{\text{л.н}}\left(\frac{f}{\omega_1}, \omega_y\right) \right|^2 \times$$

$$\times \left| W_{\text{фн}}(f) W_{\text{у.н}}(f) \right|^2 d\omega_y\, df. \qquad (28\text{-}78)$$

Среднеквадратичное значение шумового сигнала равно:

$$U_{\text{вых}}^{\Phi} = \sqrt{b_\Phi}\, \eta^{\Phi} \varphi_0 k_0 \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi} \frac{\pi d_{\text{вх}}^2}{4\omega_1^{1/2}} W_{\Phi}^{1/2}. \qquad (28\text{-}79)$$

Амплитудное значение сигнала было определено выше (случай 1). Найдем отношение амплитудного значения сигнала к среднеквадратичному значению шумового сигнала от фона:

$$m = \frac{U_{\text{с}}(t)}{U_{\text{вых}}^{\Phi}} = \frac{I_0 \eta^0 \varphi_0 k_0 \pi d_{\text{вх}}^2 \tau_{\text{а}}^0 \tau_{\Phi}^0 \tau_0^0 U_{\text{с.н}}(t)\, 4\omega_1^{1/2}}{4\omega_1 L^2 \pi d_{\text{вх}}^2 b_{\Phi}^{1/2} \eta^{\Phi} \varphi_0 k_0 W_{\Phi}^{1/2} \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi} \tau_0^{\Phi}},$$

откуда после некоторых преобразований получаем:

$$L_{\text{макс}}^2 = \frac{I_0 \eta^0 \tau_{\text{а}}^0 \tau_{\Phi}^0 \tau_0^0 U_{\text{с.н}}(t)}{b_{\Phi}^{1/2} \eta^{\Phi} m\omega_1^{1/2} \tau_{\text{а}}^{\Phi} \tau_{\Phi}^{\Phi} \tau_0^{\Phi} W_{\Phi}^{1/2}}. \qquad (28\text{-}80)$$

Множитель W_Φ появляется вследствие учета передаточных свойств элементов прибора и неравномерности лучистости фона.

Таким образом, множитель $U_{\text{с.н}}(t)$ в числителе учитывает уменьшение амплитуды сигнала при сканировании, а множитель W_Φ в знаменателе — уменьшение влияния неравномерности лучистости фона за счет того, что прибор пропускает не все составляющие пространственного спектра лучистости неравномерного фона.

Дальность действия электронно-оптического прибора наблюдения

Дальность действия ЭОПН (см. стр. 619) по *точечным объектам* определяется выражением

$$L^2 = \frac{I_0 \eta^0}{E_{\text{пор}}} \tau_{\text{а}}^0(L), \qquad (28\text{-}81)$$

где I_0 — сила излучения объекта; η^0 — спектральный к. п. д. ПИ по отношению к излучениям объекта; $E_{\text{пор}}$ — пороговая облученность прибора; $\tau_{\text{а}}^0(L)$ — приведенный коэффициент пропускания атмосферы.

Полученное уравнение не может быть разрешено в явном виде относительно L. Для решения его применим графо-аналитический метод. Задаемся некоторым числом

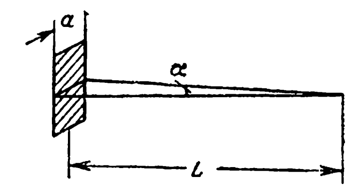


Рис. 28-57. Схема определения дальности действия ЭОПН.

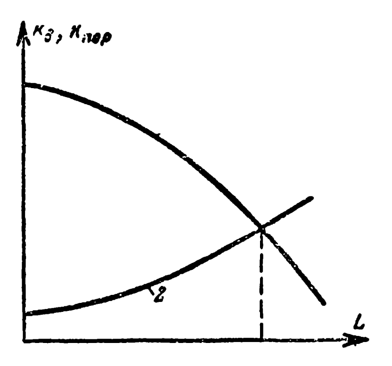


Рис. 28-58. Определение дальности действия ЭОПН.
1 — изменение видимого контраста; 2 — изменение порогового контраста ЭОПН вследствие изменения угловых размеров объекта.

расстояний L и строим графики $I_0/E_{\text{пор}} = f(L)$ для различных состояний атмосферы $\tau_{\text{а}} = \text{var}$. Затем по данному $I_0/E_{\text{пор}}$ определяем дальность действия L для определенного состояния атмосферы.

Дальность действия ЭОПН по *протяженным объектам небольших размеров* соответствует тому расстоянию, на котором угловые размеры объекта становятся меньше порогового углового размера, различаемого глазом при данных условиях наблюдения $\alpha_{\text{пор}}$ (рис. 28-57):

$$L = \frac{a}{\alpha_{\text{пор}}} \Gamma, \qquad (28\text{-}82)$$

где a — размеры объекта; L — дальность действия ЭОПН; Γ — увеличение ЭОПН.

Зависимости $\alpha_{\text{пор}}$ от контраста и яркости фона определяются для каждого типа ЭОПН экспериментально.

Дальность действия ЭОПН по *крупным объектам* определяется тем расстоянием, на котором вследствие рассеивания излучений в атмосфере видимый контраст между объ-

ектом и фоном $k_в$ становится ниже порогового контраста $k_{пор}$

$$k_в = \frac{B_0\tau_а(L) + B_д(L) - B_ф\tau_а(L) - B_д(L)}{B_0\tau_а(L) + B_д(L)} = \frac{B_0 - B_ф}{B_0} \frac{1}{1 + \frac{B_д(L)}{B_0\tau_а(L)}} = \frac{k_0}{1 + \frac{B_д(L)}{B_0\tau_а(L)}}, \quad (28\text{-}83)$$

где $B_д(L)$ — яркость дымки, связанная с расстоянием зависимостью $B_д(L) = B_ф(1 - e^{-mL})$; B_0, $B_ф$ — яркости объекта и фона соответственно; k_0 — контраст между объектом и фоном на земле.

Для нахождения дальности действия ЭОПН задаемся различными L и вычисляем $k_в$ (рис. 28-58). По экспериментальным кривым для данного прибора строим зависимость $k_{пор} = f(L)$. Изменение $k_{пор}$ с расстоянием вызвано изменением угловых размеров объекта, яркости фона и т. д. Выбираем то L, для которого полученные кривые пересекутся, т. е. $k_в = k_{пор}$ при данных условиях наблюдения.

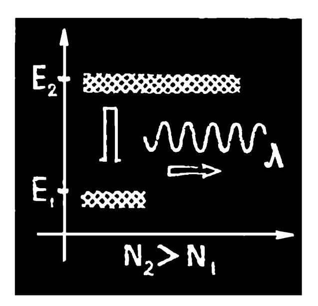
Полученные выражения для дальности действия ИКП позволяют также выбирать оптимальные с точки зрения максимальной дальности действия параметры ИКП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дж. Э. Джемисон и др., Физика и техника инфракрасного излучения, изд.-во «Советское радио», 1965.

2. П. Круз и др., Основы инфракрасной техники, Воениздат, 1964.

3. О'Нейл, Введение в статистическую оптику, изд.-во «Мир», 1966.



РАЗДЕЛ 29

КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

СОДЕРЖАНИЕ

29-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Идеи, лежащие в основе квантовой электроники, непосредственно связаны с новыми открытиями в области физики, которыми ознаменовалось начало XX в.

Во всех квантовых приборах используются законы взаимодействия двух форм материи — излучения и вещества. Еще в 1915 г. А. Эйнштейн, исходя из квантовых представлений, показал, что при таком взаимодействии возникают следующие процессы: поглощение веществом квантов излучения (фотонов); спонтанное (самопроизвольное) излучение квантов частицами вещества; индуцированное излучение, т. е. излучение квантов частицами вещества, вызванное внешним электромагнитным излучением.

Первые два процесса наблюдались экспериментально (поглощение света относится к давно известным явлениям; флюоресценция, свечение газосветных приборов объясняются спонтанным излучением атомов). Но явления индуцированного излучения еще никто в то время не наблюдал. Оно было предсказано Эйнштейном и долгое время оставалось лишь теоретическим предположением.

Важной вехой на пути развития идей, приведших к возникновению квантовой электроники, явилось предложение профессора Московского энергетического института В. А. Фабриканта (1940—1941 гг.) и сотрудников об использовании индуцированного излучения, если оно будет открыто, для усиления электромагнитных колебаний.

Становление квантовой электроники началось с 1954 г., когда почти одновременно в СССР (Н. Г. Басов, А. М. Прохоров) и США (Ч. Таунс с сотрудниками) были созданы первые квантовые генераторы радиоволн. При этом впервые для генерирования радиоволн были использованы не электронные потоки, как в радиолампах и транзисторах, а электрически нейтральные молекулы, поэтому эти генераторы назывались молекулярными квантовыми генераторами

(мазерами). Следующим важным этапом явилась разработка квантовых усилителей радиоволн (1957 г.).

Интерес к квантовым генераторам и усилителям вызывался не только тем, что в их основе лежали новые способы генерирования и усиления радиочастотных колебаний, но и тем, что по ряду показателей эти приборы превосходили известные радиотехнические устройства. Квантовые генераторы являются самыми точными стандартами частоты и, следовательно, времени («атомные часы»). В этом отношении они превосходят не только лучшие кварцевые генераторы, но и астрономические эталоны. Квантовые усилители сверхвысоких частот обладают предельно высокой чувствительностью, поскольку уровень шума в них близок к теоретически возможному минимуму. Применение квантовых усилителей в приемниках позволило существенно увеличить дальность действия систем радиосвязи и радиолокации.

В 1960 г. были созданы оптические квантовые генераторы (ОКГ) — лазеры. Их появление позволило распространить радиотехнические методы передачи информации на оптический диапазон волн.

Несмотря на общую физическую природу, электромагнитные колебания, создаваемые известными до сих пор источниками света, и колебания, создаваемые радиопередатчиками, резко отличаются друг от друга. Излучение обычных источников света (лампы накаливания, газосветные лампы, электрическая дуга и др.) состоит из квантов различных частот и занимает очень широкий спектр (практически весь диапазон видимого света и примыкающие к нему участки оптического диапазона). Подобные колебания в радиодиапазоне называют шумом или некогерентными колебаниями. Такие несовершенные несущие колебания использовать для передачи значительных количеств информации затруднительно. Оптические же квантовые генераторы создают почти монохроматические, когерентные колебания, которыми, как и излучениями радиопередатчиков, можно управлять, используя амплитудную, частотную и другие виды модуляции.

До 1960 г. удавалось создать когерентные колебания частотой примерно в 10^{11} *гц* ($\lambda=3$ *мм*), а с помощью лазера диапазон частот когерентных колебаний расширяется до 10^{15} *гц*, т. е. в 10 000 раз! Еще большее значение при этом имеет резкое повышение направленности излучаемых колебаний. Плоский угол расхождения луча оптического квантового генератора Θ, как и в радиочастотных устройствах, определяется отношением длины волны λ к диаметру линзы D («антенны»):

$$\theta \approx \frac{\lambda}{D}, \text{ } рад.$$

Таким образом, при повышении частоты в 10^4 раз угол расхождения пучка уменьшается в такое же количество раз, а пространственная концентрация энергии (плотность потока мощности), возрастающая обратно пропорционально величине телесного угла (последний при симметричной диаграмме численно пропорционально квадрату плоского угла), увеличивается в 10^8 раз.

Заметим, что почти все важные направления использования ОКГ связаны с этим законом излучения электромагнитной энергии. Им же в значительной степени объясняется непрерывно проявляющаяся на протяжении всей истории развития радиотехники тенденция к освоению все более коротковолновых диапазонов.

Итак, квантовая электроника изучает и использует квантовые процессы: разрабатывает теорию и методы генерирования и усиления электромагнитных колебаний путем использования индуцированного излучения вещества.

29-2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ КВАНТОВЫХ ПРИБОРОВ

Из квантовой механики известно, что внутренняя энергия элементарных частиц вещества — электронов, атомов, молекул — может принимать лишь вполне определен-

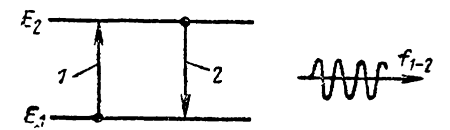


Рис. 29-1. Скачкообразное излучение или поглощение энергии при переходе частицы с одного энергетического уровня на другой.

1 — поглощение; *2* — излучение.

ные дискретные значения. Изменение энергии частиц может происходить только скачками между допустимыми значениями. Допустимые значения энергии, или энергетические уровни, определяются как внутренним строением самой системы, так и влиянием на нее внешних электрических или магнитных полей.

При переходе с низшего энергетического уровня (т. е. уровня с меньшей энергией) E_1 на высший E_2 частица поглощает энергию, а с высшего E_2 на низший E_1 — отдает (излучает) энергию в виде электромагнитных колебаний (рис. 29-1).

Изменение энергии частицы связано с частотой поглощаемых или излучаемых колебаний частотным условием Бора

$$E_2 - E_1 = hf_{1\text{-}2}, \qquad (29\text{-}1)$$

где $h=6{,}62\cdot10^{-34}$ *дж·сек* — постоянная Планка;

$f_{1\text{-}2}$ — частота перехода между уровнями 1 и 2.

Таким образом, при переходе частицы с одного уровня на другой поглощается или испускается квант электромагнитных колебаний частоты $f_{1\text{-}2}$.

Существуют энергетические переходы различного рода. Так, например, переходу электронов с орбиты на орбиту соответствуют частоты оптических или рентгеновских лучей (в частности, возбуждение орбитальных переходов служит причиной свечения газосветных ламп). Переходы между

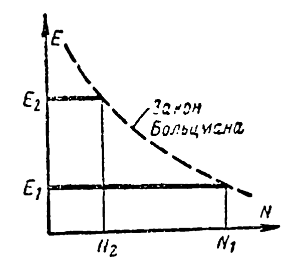


Рис. 29-2. Распределение количества частиц на различных энергетических уровнях.

уровнями, отвечающими дозволенным значениям энергии вращательного движения молекул некоторых веществ, соответствуют частотам сантиметрового диапазона волн, а переходы между уровнями энергии парамагнитных ионов, находящихся в полях магнитов, соответствуют (в зависимости от силы магнитного поля) колебаниям от метрового до миллиметрового диапазона волн.

Не вдаваясь в физические причины, приводящие к образованию резко выраженных энергетических уровней с интересующими нас энергетическими интервалами, рассмотрим некоторые важные закономерности. В условиях теплового равновесия (т. е. при отсутствии поступления энергии извне) распределение количества частиц на различных энергетических уровнях подчиняется экспоненциальному закону Больцмана (рис. 29-2), так что отношение числа частиц на двух уровнях выражается простой формулой

$$\frac{N_2}{N_1} = e^{-\frac{hf_{1\text{-}2}}{kT}}, \qquad (29\text{-}2)$$

где N_1 — число частиц, обладающих внутренней энергией E_1;
N_2 — то же для E_2;
$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град* — постоянная Больцмана;
T — абсолютная температура.

Отсюда видно, что при низких температурах большинство частиц находится в состоянии с меньшей энергией, а по мере повышения температуры числа частиц в обоих состояниях постепенно выравниваются. Однако равенство может быть достигнуто лишь при бесконечно высокой температуре (рис. 29-3).

Из сказанного следует, что между частицами вещества и электромагнитной волной частоты $f_{1\text{-}2}$ возможен обмен энергией, если у частиц имеются уровни энергии, разность между которыми $E_2 - E_1 = hf_{1\text{-}2}$. Характер взаимодействия частицы с электромагнитным полем зависит от того, на каком из уровней она находится. Если в начальный момент частица находится на нижнем уровне, то результатом взаимодействия может быть только поглощение кванта волны с переходом частицы на верхний энергетический уровень. Если же частица первоначально находилась на верхнем уровне, то единственным результатом взаимодействия с полем является излучение фотона. При этом энергия частицы уменьшается, она переходит на низший уровень, а энергия поля возрастает. Этот процесс называется индуцированным излучением, т. е. излучением, вызванным полем.

Важная особенность рассматриваемых процессов состоит в том, что вероятности поглощения и индуцированного излучения равны между собой. Если в электромагнитном поле независимо существуют две частицы и одна из них находится в верхнем энергетическом состоянии, а вторая в ниж-

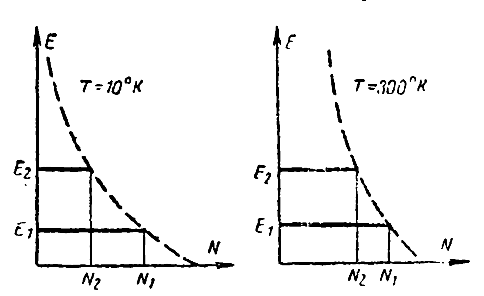


Рис. 29-3. Распределение количества частиц на различных энергетических уровнях при разных абсолютных температурах.

нем, то каждая из них, взаимодействуя с полем, может с равной вероятностью либо излучить, либо поглотить квант энергии. Значит, при равном количестве частиц на обоих уровнях общий баланс энергии поля остается неизменным.

Так как в равновесном состоянии согласно закону Больцмана на нижнем уровне всегда находится больше частиц, чем на верхнем, а вероятности поглощения и индуцированного излучения для каждой частицы одинаковы, то в этих условиях число актов поглощения энергии из поля всегда больше числа актов индуцированного излучения. Это объясняет, почему в условиях термодинамического равновесия вещество поглощает электромагнитную волну.

В результате теплового взаимодействия с окружающей средой энергия, приобретенная частицей в процессе резонансного поглощения, будет рассеиваться в окружаю-

щем пространстве. Процесс рассеяния энергии во времени подобно разряду конденсатора через резистор описывается экспоненциальной функцией и обычно называется релаксационным процессом.

Итак, при введении внешнего поля в системе происходят два процесса:

1) под воздействием релаксационных процессов система стремится к равновесному состоянию в соответствии с распределением частиц по закону Больцмана;

2) внешнее поле стремится нарушить равновесное состояние вследствие закона равной вероятности переходов.

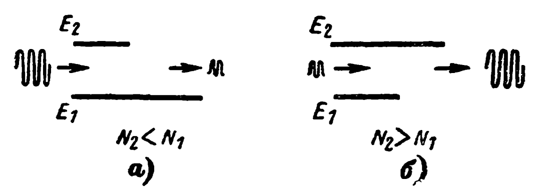


Рис. 29-4. Сущность процессов ослабления и усиления волны.

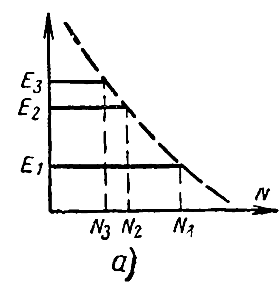
а — поглощение энергии электромагнитной волны в равновесном состоянии ($N_2<N_1$); *б* — усиление энергии волны активным веществом ($N_2>N_1$).

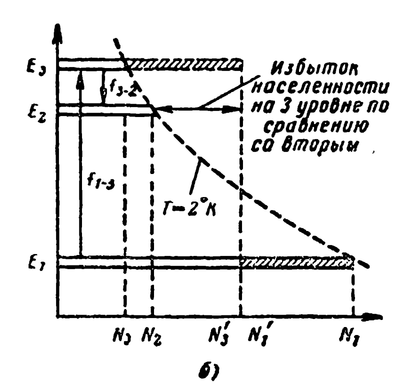
Динамическое состояние, которое устанавливается в системе, определяется суммарным эффектом этих двух процессов.

Увеличение интенсивности поля приводит к усилению поглощения до тех пор, пока количество частиц на обоих уровнях практически не сравняется. Этот случай принято называть насыщением, так как дальнейшее повышение интенсивности поля не увеличивает поглощения.

Для того чтобы ослабление волны заменилось усилением, необходимо сильно нарушить термодинамическое равновесие, т. е. сделать так, чтобы на верхнем энергетическом уровне находилось больше частиц, чем на нижнем. Такая система отдает часть своей внутренней энергии электромагнитному полю и называется активной. При прохождении в активной среде электромагнитной волны ее интенсивность будет нарастать по мере продвижения внутрь среды (рис. 29-4, *б*). Следовательно, для перевода вещества в активное состояние необходимо осуществить инверсию населенностей энергетических уровней. При этом распределение числа частиц формально может быть описано законом Больцмана, если считать абсолютную температуру T отрицательной. В связи с этим состояние вещества с инверсной населенностью называют также состоянием с отрицательной температурой.

Таким образом, равновесная система всегда является поглощающей. Для создания усилителя необходимо каким-либо образом возбудить частицы и перевести их в неравновесное состояние. Для получения такого состояния нужно вводить энергию с помощью специального механизма возбуждения (накачки), который является источником энергии усилителя, аналогичным источнику питания в ламповых усилителях. Если механизм возбуждения перестает действовать, то в результате релаксационных процессов в системе восстанавливается поглощающее состояние.





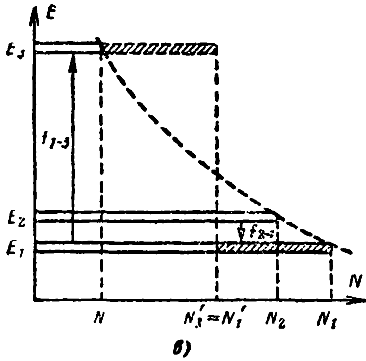


Рис. 29-5. Распределение частиц в трехуровневой системе.

а — в равновесном состоянии; *б* — при наличии накачки усиление возможно на частоте $f_{3-2}(N_3'>N)_1'$; *в* — усиление возможно на частоте f_{2-1}.

Избыток энергии рассеивается в окружающую среду в виде тепла.

Частотное условие Бора выражает, по существу, закон сохранения энергии: изменение энергии частицы должно быть равно изменению энергии поля. Для реализации переходов необходимо, чтобы, кроме того, выполнялись правила отбора, запре-

щающие ряд энергетически допустимых переходов.

Таким образом, в системе с энергетическими уровнями E_1 и E_2 возможно резонансное поглощение или излучение электромагнитных колебаний. Частоту $f_{1\text{-}2}$ называют резонансной частотой перехода 1-2.

Известно несколько способов создания неравновесных состояний.

В настоящее время в квантовых усилителях и генераторах используется чаще всего так называемый трехуровневый метод получения неравновесных состояний, предложенный Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым. Этот способ основан на одновременном использовании трех квантовых уровней и вспомогательного высокочастотного электромагнитного поля.

Идея этого метода состоит в следующем. Пусть в рассматриваемой системе имеется три энергетических уровня (рис. 29-5,*а*), так что $E_3>E_2>E_1$. Тогда в равновесном состоянии распределение количества частиц N на этих уровнях устанавливается в соответствии с законом Больцмана и, следовательно, $N_1>N_2>N_3$, причем различие в числах частиц на этих уровнях будет тем больше, чем ниже температура и выше рабочие частоты.

Если теперь эту среду облучить полем от внешнего вспомогательного генератора (генератора накачки) с частотой

$$f_{1\text{-}3}=\frac{E_3-E_1}{h}, \qquad (29\text{-}3)$$

то ввиду равной вероятности переходов с 3-го уровня на 1-й и с 1-го на 3-й часть молекул с 1-го уровня перейдет на 3-й. При достаточной мощности генератора накачки может быть достигнут эффект насыщения и число частиц на верхнем и нижнем уровнях станет практически одинаковым: $N_3'=N_1'$ (рис. 29-5, *в*). Это значит, что на нижнем уровне станет частиц меньше, чем было первоначально, $N_1'<N_1$, а на верхнем — больше $N_3'>N_3$. Увеличение населенности верхнего, 3-го уровня произошло за счет поглощения энергии волны частотой $f_{1\text{-}3}$. Число частиц на среднем уровне при этом, естественно, не изменяется.

При наличии накачки нарушается равновесное состояние между уровнями 3 и 2, а также 2 и 1. Уровень 2 может оказаться заселенным в большей степени, чем уровень 1, обедненный в результате накачки: $N_2>N_1'$.

Тогда при подаче слабого сигнала на частоте $f_{2\text{-}1}$ в системе будет иметь место усиление.

Аналогично, если $N_3'>N_2$ (рис. 29-5, *б*), то система способна усиливать сигнал частоты $f_{3\text{-}2}$.

В принципе возможны оба варианта усиления на $f_{2\text{-}1}$ и $f_{3\text{-}2}$. На практике эти варианты оказываются неравноценными. Выбор того или иного из них зависит от характеристик системы.

Заметим, что *индуцированное излучение обладает той важной особеностью, что порождаемые внешним излучением фотоны имеют частоту, направление распространения и поляризацию, одинаковые с вызвавшим их полем.*

Возбужденные частицы вещества могут также самопроизвольно (при отсутствии внешнего поля) переходить с верхнего уровня на нижний, порождая беспорядочное спонтанное излучение. Интенсивность такого «шумового» излучения сильно зависит от частоты: на радиочастотах оно пренебрежимо мало, в ультрафиолетовой области спектра оно настолько значительно, что затрудняет построение квантовых генераторов с желаемой степенью когерентности излучения.

Единицы измерения энергетических уровней. Энергия уровней квантовых систем выражается в электрон-вольтах (1 *эв* $=1{,}602\cdot10^{-19}$ *дж*), или в волновых числах, т. е. количеством длин волны излучения, укладывающимся в одном сантиметре. Волновое число имеет размерность *см*$^{-1}$ (обратные сантиметры). Один электрон-вольт эквивалентен 8 066 обратным сантиметрам. Единица обратный сантиметр выводится из соотношения

$$\frac{1}{\lambda}=\frac{f}{c}=\frac{E_i-E_j}{hc}, \qquad (29\text{-}4)$$

где λ — длина волны; c — скорость света; h — постоянная Планка; E_i, E_j — энергии соответственно уровней i и j. Разность энергии в 1 *эв* примерно соответствует частоте $2{,}4\cdot10^{14}$ *гц*, умноженной на h. На рис. 29-6 приведена номограмма, облегчающая пользование различными единицами измерения.

По оси ординат номограммы отложены длины волн в микрометрах (*мкм*), ангстремах (Å) и метрах (*м*), по оси абсцисс — частота в герцах и терагерцах (1 *Тгц* $=10^{12}$ *гц*), соответствующее волновое число (в *см*$^{-1}$) и энергия в джоулях (*дж*) и электрон-вольтах (*эв*). На проходящей через номограмму косой линии помечены точки, соответствующие частотам излучения оптических квантовых генераторов на рубине и на смеси гелий — неон. На этой линии можно пометить частоты излучения любого другого активного вещества.

Кроме того, номограмма имеет две дополнительные шкалы: в рамках слева и внизу. Шкала слева позволяет определить, какое изменение частоты соответствует изменению длины волны на 1 Å. Шкала внизу позволяет определить изменение длины волны в Å, соответствующее изменению волнового числа на 1 *см*$^{-1}$. В качестве примера пунктиром проверены построения для рубинового оптического квантового генератора со средней длиной волны $\lambda=6\,943$ Å; изме-

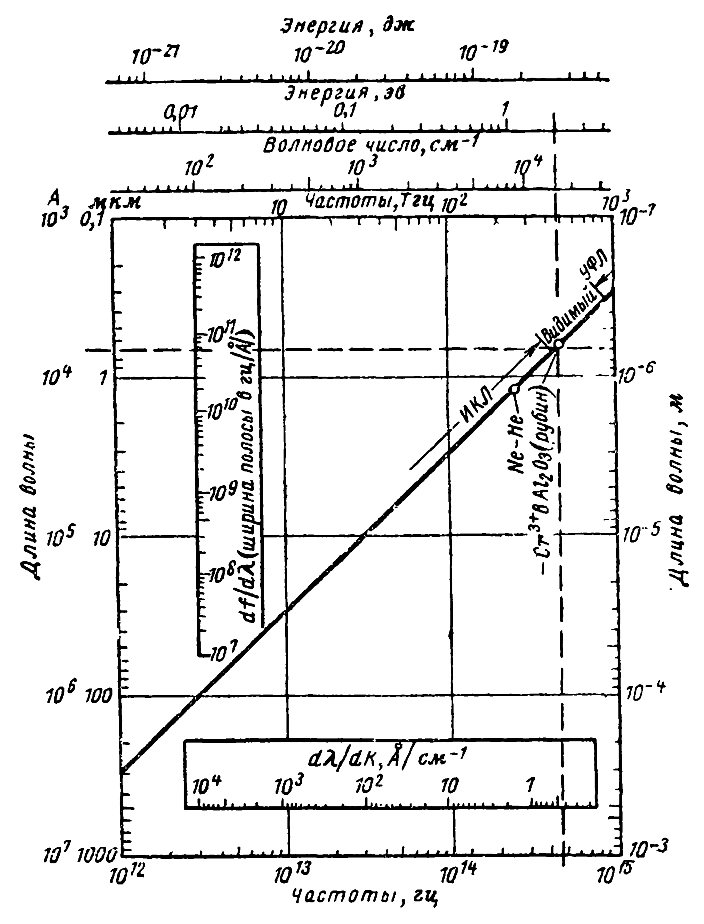


Рис. 29-6. Номограмма, характеризующая соотношения между некоторыми параметрами излучений.

нение длины волны этого генератора на 1 Å эквивалентно сдвигу по частоте на $6{,}2\cdot10^{10}$ *гц* (по данным левой шкалы в рамке). Энергия фотона этого генератора составляет $2{,}8\cdot10^{-19}$ *дж*, 1,8 *эв* или соответствует волновому числу 14 400 (эти числа взяты по трем верхним шкалам). При этом волновом числе величина 1 *см*$^{-1}$ соответствует изменению длины волны на 0,48 Å (по нижней дополнительной шкале в рамке). В спектре излучения рубина имеются две линии, разница волновых чисел которых составляет 29 *см*$^{-1}$. Это означает, что разница длин волн обоих излучений составляет $29\cdot0{,}48\approx14$ Å.

29-3. СПЕКТРЫ АТОМОВ И МОЛЕКУЛ

Для выбора и правильного использования веществ, применяемых в качестве активных сред в квантовых приборах, необходимо иметь сведения об энергетических состояниях составляющих эти вещества атомов или молекул. Выяснение картины энергетических уровней производится на основе спектроскопических исследований.

Методами спектроскопии решаются следующие основные задачи: общая систематика спектров, определение численных значений энергетических уровней (термов), определение интенсивностей спектральных линий (соответствующих определенным переходам между энергетическими уровнями) и связанных с ними вероятностей переходов между стационарными энергетическими состояниями атомов и молекул; изучение механизма возбуждения атомов и молекул; влияние среды (температуры, концентрации частиц) и внешних условий (электрических и магнитных полей) на положение и ширину спектральных линий.

Энергия атома квантуется — принимает дискретный ряд значений, соответствующих стационарным состояниям атомов. Важное значение в теории атома и атомных спектров имеет теория простейшей систе-

мы — атома водорода. Расстояния между последовательными уровнями энергии закономерно уменьшаются, бесконечно сгущаясь у границы ионизации, соответствующей отрыву электрона. Энергия свободного, оторвавшегося от атома электрона может принимать непрерывные значения. Расстояние между самым нижним уровнем энергии и границей ионизации равно энергии ионизации.

Самый нижний уровень соответствует состоянию атома с наименьшей энергией — его основному или нормальному состоянию, в котором атом, не подверженный внешним воздействиям, может находиться неограниченно долго. Все остальные состояния обладают большей энергией и представляют возбужденные состояния, имеющие конечное время жизни. Из такого возбужденного состояния атом может перейти в менее возбужденное или основное состояние, испустив фотон (излучательный переход). При наличии других частиц, с которыми атом сталкивается, энергия от атома может непосредственно перейти к частице без испускания фотона (безызлучательный переход).

Энергетические состояния атома водорода характеризуются набором четырех квантовых чисел: n, l, m_l и m_s. Главное квантовое число n, принимающее целые значения ($n=1$, 2, 3, ...), определяет возможные значения энергии стационарных состояний атома водорода и нумерует уровни в порядке возрастания энергии: n характеризует размеры электронных орбит.

Азимутальное квантовое число l определяет возможные значения орбитального момента количества движения электрона в сферически симметричном поле и, принимает любые целые положительные значения, включая нуль ($l=0$, 1, 2 ...). Состояния электрона со значениями $l=0$, 1, 2, 3 ... обозначают как s, p, d, f (и т. д.) состояния.

Магнитное квантовое число m_l определяет величину проекции момента количества движения на произвольно выбранное направление. Когда внешнее магнитное поле, в котором находится атом, задает выделенное направление, то m_l определяет величину проекции магнитного момента, пропорционального механическому моменту. Величина m_l при заданном l принимает $2l+1$ значение, $m_l=l$, $l-1$, ..., $-l$.

Спиновое квантовое число m_s принимает два значения: $m_s=\frac{1}{2}$ и $m_s=-\frac{1}{2}$ и определяет величину проекции спинового момента на выбранное направление.

Важным свойством атома водорода (при пренебрежении спином электрона) является независимость его энергии от квантовых чисел l и m_l. Энергии состояний атома с данным значением n, но различными l и m_l одинаковы — имеет место **вырождение состояний** атома.

Уровень энергии называется **невырожденным**, если ему соответствует только одно состояние (один набор квантовых чисел), и **вырожденным**, если ему соответствует несколько состояний; число состояний с одинаковой энергией называется степенью или кратностью вырождения (при данном l имеется $2l+1$ состояний с различными m_l; при заданном n $l=0$, 1, ..., $n-1$).

Учет влияния спина на орбитальное движение электрона в атоме (спин — орбитальное взаимодействие) приводит к снятию вырождения. Наличие спин-орбитального взаимодействия приводит к малому расщеплению уровней энергии с $n\geqslant 2$, которое получило название **тонкой структуры** или **мультиплетного расщепления**.

При этом состояния характеризуются уже полным моментом количества движения $\bar{j}=\bar{l}+\bar{s}$, получающимся путем сложения орбитального момента электрона $\bar{l}$, определяемого квантовым числом l, и спинового момента электрона $\bar{s}$, определяемого квантовым числом m_s. Значения $\bar{j}$ определяются квантовым числом $j=l\pm m_s=l\pm\frac{1}{2}$.

Наряду с тонкой структурой для атома водорода (так же как и для более сложных атомов) наблюдается **сверхтонкая структура спектра**, обусловленная взаимодействием электрона с механическим моментом ядра. Сверхтонкое расщепление примерно на три порядка меньше интервала между линиями тонкой структуры. Для атома водорода основной уровень благодаря взаимодействию полного электронного момента со спиновым моментом протона расщепляется на два близких подуровня, при переходе между которыми возникает излучение с длиной волны $\lambda\approx 21$ *см*, наблюдаемое для межзвездного водорода методами радиоастрономии.

Для атомов с двумя или несколькими внешними электронами характеристика уровней энергии более сложна и может быть произведена, если исходить из характеристики отдельных электронов при помощи квантовых чисел n_i, l_i, s_i, и применять векторную схему сложения орбитальных моментов $\bar{l}_i$ и спиновых моментов $\bar{s}_i$. В случае так называемой нормальной связи, когда электростатическое взаимодействие электронов много больше их магнитных взаимодействий (именно это чаще всего и бывает), орбитальные моменты отдельных электронов $\bar{l}_i$ складываются в полный орбитальный момент атома $\bar{L}=\sum_i \bar{l}_i$, а спиновые моменты — в полный спиновый момент $\bar{s}=\sum_i \bar{s}_i$; затем сложение $\bar{L}$ и $\bar{S}$ дает полный момент атома $\bar{J}=\bar{L}+\bar{S}$. Уровни энергии атома характеризуются значениями квантовых чисел L, S и J, определяющих величины соответствующих моментов. Квантовое число S при четном числе элект-

ронов в атоме принимает целые значения ($S=0$, 1, 2, ...), а при нечетном числе — полуцелые значения $\left(S=\frac{1}{2}, \frac{3}{2} \ldots\right)$.

Уровни энергии атомов принято обозначать символами ${}^{\varkappa}L_j$, где значения $L=0$, 1, 2, 3, 4, 5, 6, ... указывают прописными буквами S, P, D, F, G, H, I .. соответственно; величина $\varkappa=2S+1$ определяет мультиплетность уровней энергии атома. Так, ${}^3D_2$ обозначает уровень с $L=2$, $S=1$ ($\varkappa=2S+1=3$) и $J=2$; ${}^1S_0$ — уровень с $L=0$, $S=0$ ($\varkappa=2S+1=1$) и $J=0$.

Иногда указывается электронная конфигурация атома, отражающая структуру его электронных оболочек. При этом выписывают подряд символы электронных состояний, а вверху индексом указывают число электронов в этих состояниях. Так, у скандия Sc (порядковый номер $Z=21$) имеется два s-электрона с $n=1$, два s- и шесть p-электронов с $n=2$; два s-, шесть p- и один d-электронов с $n=3$ и два s-электрона с $n=4$. Это записывается так: $1s^2 2s^2 2p^6 3s^2 3p^6 3d 4s^2$, причем конфигурацию одних только внешних электронов атома Sc можно записать в виде $3d4s^2$.

Под действием внешнего однородного магнитного поля (явление Зеемана) или электрического поля (явление Штарка) происходит расщепление уровней энергии. Расщепление связано с наличием вырождения уровней свободного атома (в отсутствие поля энергия атома не зависит от квантового числа m), определяющего величину проекции вектора $\bar{J}$ и принимающего $2J+1$ значений. Между тем дополнительная энергия атома во внешнем поле зависит от m, что и обусловливает снятие вырождения и расщепление уровня с заданным J.

Молекулярные спектры наблюдаются в виде более или менее широких полос, состоящих из совокупности тесно расположенных линий. Сложность полосатых молекулярных спектров по сравнению с линейными атомными определяется тем, что движение в молекулах более сложно, чем в атомах: наряду с движением электронов относительно ядер, составляющих молекулу атомов, происходит колебательное движение самих ядер около положений равновесия и вращательное движение молекулы как целого. Трем видам движения в молекуле — электронному, колебательному и вращательному — соответствуют три типа квантовых состояний и уровней энергии. Полная энергия молекулы с хорошей степенью приближения может быть представлена как сумма квантованных значений энергий электронного $E_{\text{эл}}$, колебательного $E_{\text{кол}}$ и вращательного $E_{\text{вр}}$ движений. Отношение величин $E_{\text{эл}} : E_{\text{кол}} : E_{\text{вр}} = 1 : \sqrt{\frac{m}{M}} : \frac{m}{M}$ (m — масса электрона, M — масса ядер атомов, входящих в состав молекулы; $\frac{m}{M} \approx (10^{-3} \div 10^{-5})$; $E_{\text{эл}} \approx 1$—5 *эв* $\left(\frac{1}{\lambda} = \frac{E}{hc} \approx 10^4\ \text{см}^{-1}\right)$, $E_{\text{кол}} \approx 10^{-1} \div 10^{-2}$ *эв* $\left(\frac{1}{\lambda} = 10^3 \div 10^2\ \text{см}^{-1}\right)$; $E_{\text{вр}} \approx 10^{-3} \div 10^{-5}$ *эв* $\left(\frac{1}{\lambda} \approx 10 \div 10^{-1}\ \text{см}^{-1}\right)$. Различные типы молекулярных спектров возникают при различных типах переходов между уровнями молекул. Частота перехода f может быть определена из уравнения

$$hf = E'' - E' = \left(E''_{\text{эл}} - E'_{\text{эл}}\right) + \left(E''_{\text{кол}} - E'_{\text{кол}}\right) + \left(E''_{\text{вр}} - E'_{\text{вр}}\right) = \Delta E_{\text{эл}} + \Delta E_{\text{кол}} + \Delta E_{\text{вр}};\ \Delta E_{\text{эл}} \gg \Delta E_{\text{кол}} \gg \Delta E_{\text{вр}}.$$

При $\Delta E_{\text{эл}} \neq 0$ возникают электронные спектры, расположенные в видимой и ультрафиолетовой областях. При этом обычно $\Delta E_{\text{кол}} \neq 0$ и $\Delta E_{\text{вр}} \neq 0$. Таким образом, электронные спектры точнее можно назвать электронно - колебательно - вращательными. При $\Delta E_{\text{эл}} = 0$ и $\Delta E_{\text{кол}} \neq 0$ получаются колебательные спектры, наблюдаемые в близкой инфракрасной области. Обычно одновременно $\Delta E_{\text{вр}} \neq 0$.

При $\Delta E_{\text{эл}} = 0$ и $\Delta E_{\text{кол}} = 0$, а $\Delta E_{\text{вр}} \neq 0$ получаются состоящие из отдельных линий чисто вращательные молекулярные спектры, наблюдаемые в далекой инфракрасной и микроволновой (СВЧ) областях.

Для характеристики спектров необходимо знать вероятности переходов между уровнями или связанные с ними времена жизни атомов или молекул τ_k в соответствующих состояниях. Время жизни τ_k характеризует временной интервал, в течение которого населенность частиц уровня k убывает в e раз. Время жизни является величиной, обратной полной вероятности перехода из состояния k во все другие состояния в единицу времени (вероятность спонтанного излучения в единицу времени) $\tau_k = 1/W_k$. Конечное время жизни уровней ведет в силу соотношения неопределенностей для времени и энергии $\Delta E \Delta t \approx h$ к расширению спектральных линий. Вызванная этим ширина линий называется естественной

$$\Delta f = \frac{\gamma_{ki}}{2\pi};\ \gamma_{ki} = \frac{1}{\tau_k} + \frac{1}{\tau_i},$$

где τ_k и τ_i — времена жизни в k и i состояниях (уровнях) соответственно. Обычно под шириной спектральной линии подразумевается расстояние между точками ее контура, соответствующими интенсивности, равной $1/2$ от максимальной («полуширина» линий). Ширина спектральных линий характеризует степень монохроматичности излучения квантовых систем. Уширение линий можно трактовать таким образом: собственные колеба-

ния излучающей системы должны быть затухающими, так как при излучении система теряет энергию. Но затухающее колебание не является монохроматическим, а содержит целый набор частот. Таким образом, затухание, вызванное излучением (радиационное затухание), приводит к сокращению времени жизни возбужденных состояний и уширению спектральных линий.

Для интенсивных переходов в видимой области спектра время жизни $\tau = 10^{-8}$ *сек*. Продолжительность жизни уровней, переходы с которых запрещены правилами отбора, может быть на несколько порядков больше этой величины. Излучение света с метастабильных уровней в обычных источниках света не наблюдается, так как эти уровни разрушаются за счет столкновений раньше, чем за счет излучения. Для очень разреженных газов, в которых время между столкновениями превышает время жизни возбужденных частиц, может непосредственно наблюдаться испускание света метастабильными атомами (например, свечение кислорода и азота в верхних слоях атмосферы).

В большинстве случаев ширины линий спектров во много раз превышают радиационные как из-за взаимодействия с окружающими частицами, так и из-за влияния эффекта Допплера. Допплеровское уширение спектральных линий объясняется тем, что допплеровское смещение частоты излучения $f\frac{v}{c}$ различно для разных атомов (или молекул) вследствие различия их скоростей.

29-4. МОЛЕКУЛЯРНЫЕ И АТОМНЫЕ КВАНТОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ ДИАПАЗОНА

Квантовый генератор на пучке молекул аммиака. Исторически первым квантовым прибором* явился молекулярный генератор на пучке молекул аммиака, в котором для создания неравновесного состояния использовалось разделение («сортировка») молекул, обладающих разными энергиями. В процессе «сортировки» из объема удаляются молекулы, находящиеся на нижнем энергетическом уровне, т. е. создается система, в которой большинство молекул обладает избытком энергии. В процессе работы системы молекулы, совершившие переход с верхнего уровня на нижний, удаляются из рабочего объема и используются снова для пополнения «запаса» молекул, находящихся на верхнем энергетическом уровне.

Выбор аммиака в качестве первого рабочего вещества определялся тем, что его свойства были хорошо изучены радиоспектроскопическими методами. В системе энергетических уровней этого газа имеется переход, характеризующийся в равновесном состоянии сильным поглощением на волне 1,27 *см* ($f = 23\,600$ *Мгц*). До сих пор не известны вещества, обладающие в сантиметровом диапазоне более интенсивными спектральными линиями, чем аммиак.

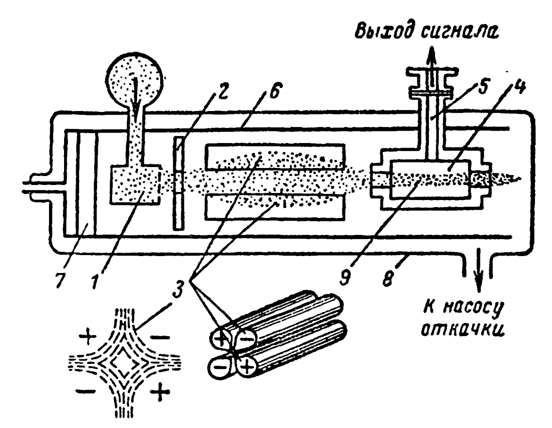


Рис. 29-7. Схема устройства квантового генератора на пучке молекул аммиака.

1 — источник пучка; *2* — диафрагма; *3* — квадрупольный конденсатор; *4* — резонатор; *5*—волновод; *6* — охлаждаемый кожух; *7* — жидкий азот; *8*—корпус; *9* — молекулярный пучок.

Схема конструкции молекулярного генератора на аммиаке приведена на рис. 29-7. Элементы генератора монтируются в сосуде, из которого откачивается воздух. Источник аммиака представляет собой резервуар, в котором поддерживается давление 5—20 *мм рт. ст.* Молекулы под влиянием разности давлений выходят из резервуара через небольшие отверстия (диаметр отверстия должен быть меньше длины свободного пробега молекул в газе). К выходящему молекулярному пучку предъявляются два требования. Первое состоит в том, что пучок должен быть достаточно интенсивен; второе — не допускать соударений молекул в пучке, так как такие соударения вызывают нежелательные переходы в молекулярной системе.

Далее пучок молекул подается на сортирующее устройство — систему, образующую неоднородное электрическое поле. Принцип сортировки молекул по их энергетическим уровням основан на законах взаимодействия молекул, обладающих электрическим дипольным моментом, с неоднородным энергетическим полем. Неоднородное поле создается квадрупольным (четырехполюсным) конденсатором, состоящим из четырех стержней — электродов, имеющих сечение специальной формы и расположенных симметрично относительно оси пучка молекул и параллельно ей. Электроды попарно

* Согласно американской терминологии квантовые генераторы и усилители СВЧ диапазона называются «мазерами». Название «мазер» происходит из первых букв английской фразы: «microwave amplification by stimulated emission of radiation» — усиление микроволн (т. е. СВЧ колебаний) индуцированным испусканием излучения.

через один подсоединены к полюсам источника высокого напряжения (~ 30 *кв*). Поля, образуемые при таком включении отдельными электродами, складываются так, что на оси пучка напряженность поля равна нулю, а между электродами — достигает максимальных значений. Взаимодействие молекул с неоднородным полем зависит от энергетического состояния молекул. При движении пучка вдоль оси конденсатора молекулы, находящиеся на высшем энергетическом уровне, стремятся выйти из поля и поэтому отклоняются к оси конденсатора. Молекулы, находящиеся на нижнем энергетическом уровне, отклоняются в противоположную сторону, выталкиваются из пучка. Таким образом, создаются условия, при которых на оси конденсатора оказываются молекулы, обладающие избытком энергии, который они способны излучить. Поток отсортированных молекул аммиака направляется в объемный резонатор.

Скорость и плотность потока выбирают такими, чтобы в резонаторе находилось столько молекул, сколько их необходимо для образования автоколебаний. В начальный момент после запуска пучка в резонаторе имеется поле только за счет тепловых флуктуаций. В спектре этих флуктуаций всегда имеются составляющие, частоты которых соответствуют частотам квантовых переходов молекул. Слабое поле флуктуаций вызывает сначала стимулированные переходы небольшого числа молекул *. Вызванное ими индуцированное излучение складывается с полем резонатора, увеличивая его. Усиленное поле в свою очередь вызывает излучение большего числа молекул. Если энергия индуцированного излучения окажется больше потерь в нагруженном резонаторе, то в резонаторе возникнут незатухающие автоколебания. Для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы для данного значения добротности резонатора число излучающих молекул превышало некоторое критическое значение (условие самовозбуждения). Элементом нелинейности, определяющей амплитуду установившихся колебаний, служит эффект насыщения (выравнивания населенностей энергетических уровней).

Объемный резонатор делается обычно из инвара с внутренним гальваническим покрытием из серебра. Впуск пучка в резонатор для уменьшения потерь на излучение осуществляется через предельные волноводы.

Для каждого значения добротности надо так отрегулировать интенсивность молекулярного пучка и напряжение на сортирующей системе, чтобы количество возбужденных молекул было достаточно для самовозбуждения.

Частота ω колебаний молекулярного генератора чрезвычайно близка к резонансной частоте спектральной линии (к частоте квантового перехода) $\omega_л$ и определяется выражением

$$\omega = \omega_л \left(1 + \frac{2Q}{\omega_0 \tau} \frac{\omega_0 - \omega_л}{\omega_л} - \frac{1}{Q\omega_л \tau}\right), \quad (29\text{-}5)$$

где ω_0 — резонансная частота резонатора, Q — его добротность, τ — среднее время пролета молекулами поля резонатора.

Так как τ велико по сравнению с периодом колебаний, то $\omega \approx \omega_л$ и это совпадение тем лучше, чем точнее настроен резонатор ($\omega_0 \approx \omega_л$). Но даже при $\omega_0 = \omega_л$ частота генерации отличается от $\omega_л$. Обычно добиваются совпадения ω и $\omega_л$ с относительной разницей 10^{-9}—10^{-10}. Частота молекулярного генератора зависит также от напряжения на сортирующем устройстве и давления в источнике.

Мощность, излучаемая генератором на аммиаке, порядка 10^{-9}—10^{-10} *вт*.

Естественная ширина линии излучения молекулярного генератора, обусловленная спонтанным излучением, пренебрежимо мала. Более существенное уширение линии связано с «соотношением неопределенностей», связывающим длительность цикла колебаний Δt, определяемую средним временем пребывания молекулы в резонаторе, с шириной спектра Δf

$$\Delta f \Delta t \approx 1. \quad (29\text{-}6)$$

Полная ширина линии (по спаду интенсивности на половину) определяется выражением

$$2\Delta f_л \approx \frac{v}{L},$$

где L — длина резонатора, v — наиболее вероятная скорость молекулы (при $L = 12$ *см*, $v = 400$ *м/сек*; $2\Delta f = 4$ *кгц*). В режиме генерации ширина линии сужается из-за регенерации. Вообще говоря, имеется также допплеровское уширение линии из-за разброса скоростей молекул, но его влияние маскируется уширением, связанным с соотношением неопределенностей.

В режиме генерации полная ширина линии по полуспаду интенсивности приблизительно равна:

$$2\Delta f = \frac{8\pi k T (\Delta f_л)^2}{P_в}, \quad (29\text{-}7)$$

где T — абсолютная температура резонатора, $P_в$ — выходная мощность излучения пучка. Если $T = 300°$ K; $\Delta f_л = 4 \cdot 10^{-3}$ *гц*; $P_в = 10^{-10}$ *вт*, то $2\Delta f = 10^{-2}$ *гц*. Таким образом, «добротность» системы, определенная как отношение выходной частоты к ширине линии, имеет величину порядка 10^{12}.

Стабильность частоты молекулярного генератора. Наиболее важным свойством молекулярного генератора является чрезвычайно высокая стабильность частоты генерируемых колебаний, связанная с относительной узостью линии излучения. Высокая стабильность частоты объясняется тем, что частота перехода определяется свойст-

* Кроме тепловых флуктуаций, начало процесса самовозбуждения может быть вызвано спонтанными переходами молекул на нижний уровень.

вами самих молекул и практически не зависит от внешних факторов.

Стабильность частоты молекулярных генераторов настолько высока, что обычно проверяется лишь при наблюдении частоты биений двух независимых молекулярных генераторов. Такие наблюдения позволяют фиксировать относительные сдвиги порядка 10^{-12}. Стабильность частоты характеризуется относительной и абсолютной нестабильностями.

Относительная нестабильность поддержания частоты — $\delta_1 = \frac{\omega_{t_1} - \omega_{t_2}}{\omega}$, т. е. относительный сдвиг частоты за некоторый промежуток времени $\Delta t = t_2 - t_1$.

Относительная нестабильность воспроизводимости частоты $\delta_2 = \frac{\omega - \omega_л}{\omega_л}$ определяется той точностью, с которой можно настроить молекулярный генератор на частоту спектральной линии. Получение высокой абсолютной стабильности невозможно без достижения достаточно высокой относительной стабильности. Для относительной нестабильности частоты молекулярного генератора получены значения порядка 10^{-10}—10^{-12} за несколько часов.

Молекулярный генератор подобного типа, построенный с соблюдением условий, касающихся точности и добротности его элементов (поддержание температуры резонатора с точностью до 0,01°, напряжения на конденсаторе до 0,2% и интенсивности пучка до 1%), может быть использован в качестве абсолютного стандарта частоты, не нуждающегося в предварительной градуировке.

Эталоны частоты, основанные на применении спектральных линий атомов, получили название атомных эталонов частоты. В существующих атомных эталонах частоты применяется спектральная линия магнитной сверхтонкой структуры цезия ($\lambda = 3{,}26$ *см*). Конструкция цезиевого генератора схожа с конструкцией генератора на аммиаке. Отличие заключается в том, что для сортировки атомного пучка используется неоднородное магнитное, а не электрическое поле.

Большой интерес вызывает квантовый генератор на атомном водороде, работающий на длине волны $\lambda = 21$ *см*. Преимущества водородного генератора определяются тем, что спектр водорода чрезвычайно прост, а конструкция прибора позволяет получить очень узкую спектральную линию. По предварительным оценкам относительная нестабильность генератора с атомным водородом может достигать 10^{-13}—10^{-15}.

Молекулярные и атомные генераторы используются в устройствах для точного измерения времени в молекулярных и атомных часах. Ход молекулярных и соответственно атомных часов определяется периодом электромагнитных колебаний квантового генератора. Поскольку мощность такого генератора не превышает 10^{-9} *вт*, а период очень мал и не находится в простом численном отношении с единицей времени — секундой, то молекулярные часы помимо квантового генератора содержат электронные устройства для преобразования высокочастотных колебаний генератора в диапазон более низких частот, а также для усиления колебаний и выработки сигналов точного времени. Одним из вариантов таких молекулярных часов являются кварцевые часы, в которых кварцевый генератор напряжения непрерывно подстраивается по сигналу молекулярного генератора с помощью схемы фазовой автоподстройки.

Высокие абсолютные и относительные стабильности частоты квантовых генераторов позволяют применять их для решения ряда научных и технических задач. При помощи молекулярных часов удалось заметить и изучить неравномерность суточного вращения Земли. Молекулярные генераторы могут быть использованы также для повышения точности навигационных систем.

Квантовые устройства с сортировкой молекул или атомов в газовом пучке в невозбужденном режиме могут быть использованы в качестве регенеративных усилителей сигналов. Однако такие квантовые усилители из-за трудности перестройки частоты и слишком малой полосы пропускания не нашли практического применения. Для усиления СВЧ колебаний применяют квантовые парамагнитные усилители, в которых состояние с инверсной населенностью создается с помощью вспомогательного генератора накачки.

29-5. КВАНТОВЫЕ ПАРАМАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Энергетические уровни парамагнитных кристаллов

Парамагнитными называются вещества, обладающие слабыми магнитными свойствами. Магнитные свойства таких веществ, как будет пояснено в дальнейшем, объясняются наличием в атомах некомпенсированных магнитных моментов электронов или ядер (соответственно спиновый или ядерный парамагнетизм).

Квантовые усилители на твердом теле основаны на использовании электронного парамагнетизма. Электроны в твердом теле являются «спаренными» в том смысле, что каждому электрону, вращающемуся в одном направлении, соответствует другой электрон, вращающийся в противоположном направлении. Магнитные дипольные моменты такой пары электронов взаимно компенсируются, обращая в нуль результирующий магнитный эффект. Однако в некоторых твердых телах это спаривание электронов не является полным, и ионы с фиксированным расположением в кристалле могут иметь непарные электроны.

Если такой парамагнитный ион находится в магнитном поле, то он обладает энергией ориентации, зависящей от угла между магнитным диполем непарных спинов и приложенным полем. Энергия взаимодействия зависит от проекции вектора магнитного диполя на направление поля.

Для парамагнитных ионов возможны не любые значения энергии ориентации во внешнем магнитном поле, а только дискретные квантованные значения энергии. Число энергетических состояний зависит от числа возможных значений магнитного квантового числа m, а интервалы между ними — от напряженности внешнего поля.

Таким образом, энергетические уровни парамагнитных ионов претерпевают изменения при наличии внешнего магнитного поля. Прирост или убыль энергии (смещение уровня вверх или вниз) зависят от величины и направления магнитного момента ионов. В свою очередь сам магнитный момент пропорционален механическому моменту количества движения $\vec{j}$. Полный механический момент количества движения равен сумме орбитального $\vec{L}$ (возникающего в результате орбитального движения электронов вокруг ядра) и спинового $\vec{s}$ (возникающего в результате вращения электронов вокруг своих осей) моментов. Для каждого атома или иона возможен дискретный набор ориентаций магнитного момента.

У ядра атома имеется механический спиновый момент и пропорциональный ему ядерный магнитный момент. Учет взаимодействия электронного и ядерного магнитных моментов позволяет объяснить сложность системы электрических переходов, возникающих под влиянием магнитного поля. Ядерные магнитные моменты примерно в 2 000 раз слабее электронного момента, так как магнитный момент обратно пропорционален массе частицы.

Число всех возможных значений $m = 2S+1$, где S — так называемое спиновое число, иногда кратко называемое спином. S принимает полуцелые значения, т. е. кратно $1/2$. Спин электрона $S = 1/2$. Следовательно, для электрона $m = 2S+1 = 2$. Таким образом, электрон во внешнем магнитном поле может иметь только одно из двух направлений вектора магнитного момента. Пусть ось z направлена по внешнему магнитному полю H_0. Тогда проекции спиновых магнитных моментов на Oz будут равны $+\frac{1}{2}\frac{h}{2\pi}$ или $-\frac{1}{2}\frac{h}{2\pi}$. В первом случае энергия электрона будет меньше, чем в отсутствие поля (нижний уровень), во втором — больше (верхний уровень).

Изменение энергии под влиянием магнитного поля (рис. 29-8)

$$\frac{1}{2}\Delta E = -M_z B, \qquad (29\text{-}8)$$

где M_z — проекция вектора магнитного момента на направление поля;

B — магнитная индукция.

Энергетический интервал между уровнями будет равен ΔE. Пользуясь частотным условием Бора $\Delta E = hf_{1\text{-}2}$, получим, что частота перехода

$$f_{1\text{-}2\,[Мгц]} \approx 2{,}8\,H_{0\,[э]}\,. \qquad (29\text{-}9)$$

Если требуется получить переход с $f_{1\text{-}2} = 10\,000$ *Мгц* ($\lambda = 3$ *см*), напряженность внешнего магнитного поля должна быть равна $H_0 \approx 3\,000$ *э*.

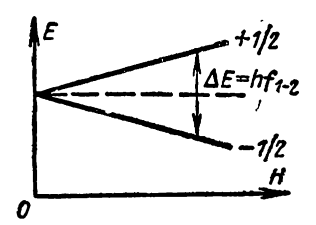


Рис. 29-8. Энергетические уровни электрона во внешнем магнитном поле.

В парамагнитных усилителях используются вещества, атомы или ионы которых имеют неспаренные электроны, обладающие некоторым суммарным спиновым магнитным моментом больше $1/2$, например $3/2$. Если $S = 3/2$, то $2S+1 = 2\cdot\frac{3}{2}+1 = 4$, т. е. в системе будет четыре энергетических уровня, которые соответствуют четырем возможным значениям проекций магнитного момента ионов на ось z:

$$\pm\frac{3}{2}\frac{h}{2\pi} \text{ и } \pm\frac{1}{2}\frac{h}{2\pi}\,.$$

Расщепление энергетических уровней под влиянием магнитного поля называется **эффектом Зеемана**.

Количество ионов на различных энергетических уровнях, как и в молекулярной системе, подчиняется закону Больцмана, т. е. самым заселенным уровнем будет нижний, меньше всего ионов будет на верхнем уровне. Правило отбора для системы парамагнитных ионов в магнитном поле заключается в следующем: наиболее разрешены переходы между уровнями, которые соответствуют изменению магнитного квантового числа на ± 1 или 0, т. е.

$$\Delta m = \pm 1 \text{ или } 0.$$

При наличии четырех уровней любые три, удовлетворяющие правилу отбора, можно использовать для реализации усилителя по трехуровневой схеме.

Картина энергетических уровней ионов в парамагнитных кристаллах осложняется из-за наличия внутреннего электрического поля кристаллической решетки. Это поле вызывает начальное расщепление уровней,

возникающее и при отсутствии внешнего магнитного поля (эффект Штарка).

При наличии внешнего магнитного поля расположение уровней зависит не только от напряженности магнитного поля, но и от взаимной ориентации внешнего магнитного поля относительно оси кристалла.

На рис. 29-9 показаны уровни энергии в функции магнитного поля для двух случаев:

1) постоянное магнитное поле параллельно оси симметрии кристалла (рис. 29-9, *а*); 2) перпендикулярно ему (рис. 29-9, *б*).

Начальное расщепление в отсутствие внешнего поля уровней вызвано эффектом Штарка. Расщепление каждого из уровней на два подуровня — эффектом Зеемана. Отметим, что в качестве рабочего вещества в парамагнитных усилителях могут быть использованы не только твердые кристаллы, но и парамагнитные жидкости и газы. Однако вследствие очевидных удобств предпочтение отдается твердым телам.

Выбор рабочего вещества для парамагнитного усилителя

Выбор рабочего вещества является наиболее ответственным этапом при построении парамагнитного усилителя, и в этой области проводят широкие исследования.

Парамагнитный материал должен удовлетворять следующим основным требованиям. Система ионов должна иметь по крайней мере три уровня энергии с такими расщеплениями, чтобы частота возбуждения $f_{1\text{-}3}$ совпадала с частотой, для которой существуют генераторы, имеющие мощность, достаточную для достижения эффекта насыщения (это особенно существенно в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн), и чтобы $f_{3\text{-}2}$ (или $f_{2\text{-}1}$) равнялась желаемой частоте усиления при допустимых величинах постоянного магнитного поля. Нужно учитывать, что всегда $f_{1\text{-}3} > f_{3\text{-}2}$, т. е. частота генератора накачки всегда выше частоты усиливаемого сигнала. Правила отбора должны разрешать переходы на $f_{1\text{-}3}$ и $f_{3\text{-}2}$ (или $f_{2\text{-}1}$).

От вспомогательного генератора накачки требуется тем меньшая мощность, чем медленнее рассеивается энергия в ионной системе, т. е. больше время релаксации, характеризующее добротность системы. Рассеяние энергии возбужденных спинов осуществляется двумя путями:

1) передача энергии окружающей среде через посредство кристаллической решетки (спин-решеточная релаксация), характеризуемая временем спин-решеточной релаксации T_1;

2) передача энергии другим спинам, находящимся на более низких энергетических уровнях (спин-спиновая релаксация), которая характеризуется так называемым временем спин-спиновой релаксации T_2.

Мощность насыщения тем меньше, чем больше T_1 и T_2.

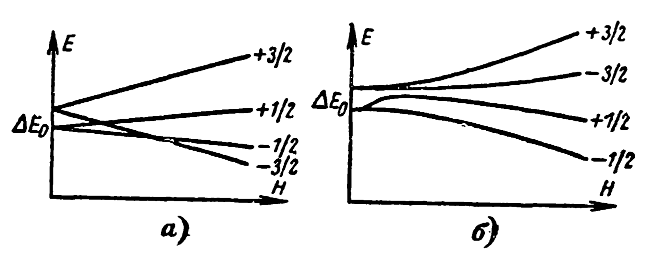


Рис. 29-9. Уровни энергии парамагнитного кристалла в функции магнитного поля.

а — постоянное магнитное поле параллельно оси кристалла; *б* — поле перпендикулярно оси кристалла.

Величина T_1 тем больше, чем ниже температура среды. Приемлемые значения $T_1 \approx 0{,}1$ *сек* для большинства используемых кристаллов получаются лишь при температурах жидкого гелия (1—4° К).

Для получения достаточно больших T_2, порядка 10^{-8}—10^{-9} *сек*, концентрация парамагнитных ионов не должна быть большой (обычно меньше 1%). Для получения требуемых концентраций кристаллы разбавляют диамагнитными ионами, которые замещают места парамагнитных ионов в узлах кристаллической решетки.

Рассмотренным требованиям удовлетворяют ионы группы железа (хром, железо, никель и др.) и некоторые редкоземельные элементы, например гадолиний, полный электронный спин которых больше $^3/_2$.

Чаще всего в современных парамагнитных усилителях используют кристаллы хромового корунда (рубина) ($Al_2O_3 \cdot Cr_2O_3$) (разбавителем являются диамагнитные ионы Al) и калийхромцианида $K_3Cr(CN)_6 \times KCo(CN)_6$ (разбавителем являются ионы кобальта Co) с концентрацией парамагнитных ионов Cr примерно 0,1—0,05%.

Отметим важное обстоятельство: для получения необходимой разности населенностей энергетических уровней и большого времени спин-решеточной релаксации, как это следует из закона Больцмана, усилители должны работать при очень низких температурах, близких к абсолютному нулю.

Методы построения парамагнитных усилителей

Квантовый усилитель бегущей волны (КУБВ). Самый простой способ создания такого усилителя состоит в помещении парамагнитного кристалла в волновод, в котором распространяется усиливаемый сигнал. В этот же волновод вводится энергия вспомогательного генератора накачки, переводящая образец в активное состояние.

Волновод с расположенным внутри него образцом должен быть охлажден до температуры жидкого гелия. Сосуд Дьюара с жидким гелием и опущенным в него волноводом помещается между полюсами магнита, создающего довольно сильное поле напряженностью от нескольких сотен до тысяч эрстед. Сила магнитного поля подбирается таким образом, чтобы создались условия парамагнитного резонанса образца на частоте сигнала.

Для усиления необходимо, чтобы энергия, полученная полем сигнала от парамагнитного материала, превышала потери энергии в волноводе на частоте сигнала (главным образом в его стенках).

При выполнении этого условия постоянная затухания в волноводе будет отрицательной и по нему будет распространяться экспоненциально нарастающая волна сигнала.

На практике реализация такого квантового усилителя бегущей волны (КУБВ) встречает значительные трудности. Расчеты показывают, что для получения усиления мощности $K_P = 10$ при полосе пропускания в 10 *Мгц* при использовании наилучших парамагнитных материалов длина волновода, заполненного парамагнетиком, должна составлять несколько метров, что практически неудобно.

Резонаторный квантовый усилитель (РКУ). Другой способ использования излучающей способности возбужденного материала заключается в помещении его в объемный резонатор. Такой усилитель, называемый резонаторным усилителем, в настоящее время является примером наиболее простого способа получения высокого усиления при малом объеме усилительного устройства.

Можно отметить аналогию свойств КУБВ и РКУ, с одной стороны, и СВЧ электронными приборами ЛБВ и клистронами — с другой. Различие заключается лишь в характере «рабочего вещества» — активной среды, с которой взаимодействует электромагнитная волна. В первом случае — это возбужденный парамагнитный кристалл; во втором — сгруппированный электронный поток.

Конструкция РКУ обычно состоит из следующих основных частей: резонатора; парамагнитного кристалла, помещаемого внутри резонатора; охлаждающей ванны — криостата, представляющей ту или иную разновидность сосуда Дьюара; магнита или электромагнита; вспомогательного генератора накачки.

Парамагнитные усилители целесообразно применять в диапазоне волн $\sim 50 \div 1$ *см*. Поэтому в качестве колебательной системы обычно выбирается объемный резонатор. Резонатор должен быть одновременно настроен на две частоты — основную (сигнала) f_c и вспомогательную (накачки) $f_н$.

Парамагнитный образец для обоих возбуждаемых колебаний должен находиться в районе пучности высокочастотных магнитных полей. При выборе места расположения кристалла нужно также учитывать ориентацию этих полей относительно оси кристалла и внешнего магнитного поля H_0 с тем, чтобы необходимое усиление на заданной частоте достигалось при минимальной мощности генератора накачки. Все эти

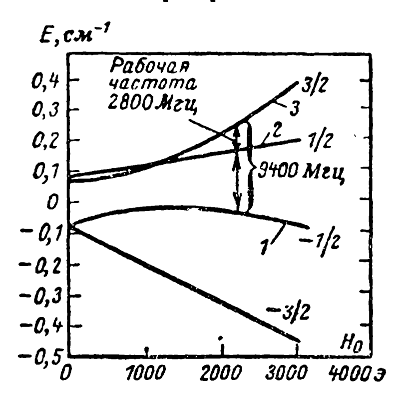


Рис. 29-10. Диаграмма энергетических уровней цианида хрома.

данные могут быть получены на основе квантово-механических расчетов или экспериментально.

Для примера рассмотрим одну из реализованных конструкций парамагнитного усилителя на частоту сигнала 2 800 *Мгц* при частоте накачки 9 400 *Мгц*. В качестве парамагнитного кристалла в усилителе использовался кобальто-синеродистый калий с примесью ионов парамагнитного хрома в количестве 0,5% (цианид хрома).

Диаграмма энергетических уровней цианида хрома, иллюстрирующая выбор рабочей точки молекулярного усилителя, приведена на рис. 29-10. Магнитное поле H_0 направлено параллельно оси кристалла (рис. 29-11). Уровни *2* и *3* являются основными (сигнальными), а *1* и *3* — вспомогательными («накачки»). Поле в рабочей точке несколько превышает 2 000 *э*. При этом вес магнита составляет более 10 *кг*.

В усилителе использован двухчастотный коаксиальный резонатор с фиксированной настройкой (рис. 29-12). Подгонка расщепления уровней до частоты резонатора осуществлялась путем небольшого изменения ориентации кристалла. На частоте сигнала 2 800 *Мгц* при наличии образца и заполнении внутренней части резонатора жидким гелием по длине резонатора укладывается половина волны типа ТЕМ. На частоте накачки 9 400 *Мгц* резонатор работает на волне типа TEM_{113}, при котором создается распределение поля, резко ослабляющее проникновение частоты 9 400 *Мгц* в коаксиальную линию, по которой в резонатор подается сигнал.

В данной конструкции сигнал подается и выводится из резонатора по одному и тому же коаксиальному кабелю. Совмещение входа и выхода (одни «ворота») характерно для любых конструкций резонаторных КУ.

В принципе можно осуществить конструкцию «проходного» типа с раздельными входом и выходом. Однако такая конструкция никаких преимуществ не дает, не устраняет связи входных и выходных «зажимов» и увеличивает вдвое вносимые линиями связи потери (в резонатор потери вносятся входной и выходной линиями), что ухудшает добротность резонатора.

Таким образом, типовая конструкция усилителя является отражательной. В этом приборе усиление происходит в результате «отражения» сигнала от резонатора с отрицательными потерями, а разделение входного и усиленного (отраженного) сигналов осуществляется с помощью специальных устройств — циркуляторов, использующих различие поляризаций прямого и обратного сигналов.

Рис. 29-11. Кристалл цианида хрома.

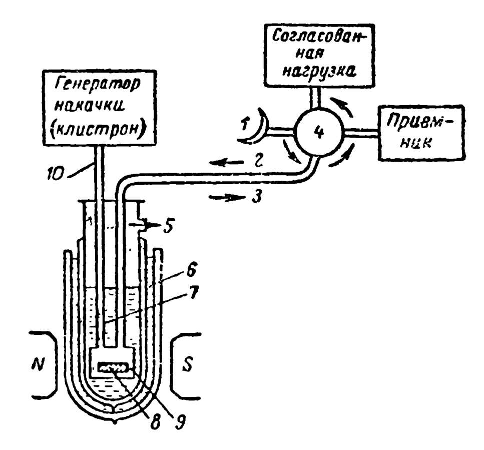


Рис. 29-12. Резонаторный квантовый усилитель.

1 — антенна; *2*, *3* — коаксиальная линия на 2 800 *Мгц* (вход и выход усиленного сигнала); *4* — циркулятор; *5* — к вакуумному насосу; *6* — сосуд с жидким азотом; *7* — сосуд с жидким гелием; *8* — парамагнитный кристалл; *9* — двухчастотный резонатор; *10* — волновод на 9 400 *Мгц* (накачка).

Коаксиальная линия связана с резонатором посредством петли связи. Величина связи может регулироваться путем вращения петли и изменения глубины ее погружения в резонатор. Колебания накачки (9 400 *Мгц*) подаются в резонатор по волноводу, который для уменьшения теплоотвода сделан из нержавеющей стали, а для уменьшения потерь посеребрен изнутри.

Резонатор помещен в двойной сосуд Дьюара, наполненный жидким гелием, находящимся при температуре 1,25° K. (При нормальном давлении гелий кипит при 4° K. Для поддержания более низкой температуры требовалась непрерывная откачка паров гелия из сосуда, что позволяло получить давление 10—20 *мм рт. ст.* и указанную температуру). Нижняя часть криостата вместе с находящимся в ней резонатором расположена между полюсами мощного магнита.

Такое устройство допускало непрерывную работу в течение нескольких часов.

Время спин-спиновой релаксации в кристалле в зависимости от ориентации кристалла относительно H_0 составляло $T_2 \approx 10^{-8} \div 10^{-9}$ *сек*, а время спин-решетчатой релаксации не зависело от ориентации кристалла и было равно $T_1 = 0{,}2$ *сек*.

Основные характеристики резонаторных квантовых усилителей

Совмещение входа и выхода в РКУ позволяет рассматривать его как устройство, в котором отраженная волна больше падающей (рис. 29-13) в результате отражения

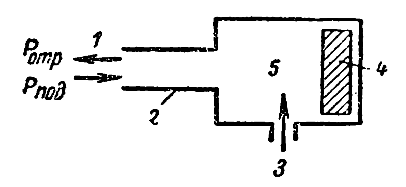


Рис. 29-13 Отражение радиоволн в активном резонаторе РКУ.

1 — сигнал; *2* — сигнальный волновод; *3* — накачка; *4* — парамагнитный кристалл; *5* — резонатор.

от «активного» резонатора с отрицательным результирующим затуханием. Таким образом, условие усиления определяется выражением

$$|-d_{м}| < d_0, \qquad (29\text{-}10)$$

где d_0 — затухание ненагруженного резонатора, зависящее от потерь в стенках резонатора и от диэлектрических потерь в парамагнитном образце;

$d_{м}$ — «магнитное затухание», вносимое в резонатор активным образцом. $d_{м} < 0$ в состоянии «вынужденного» излучения и положительно в равновесном состоянии (при отсутствии накачки).

Система связи с волноводом или коаксиальной линией вносит в резонатор затуха-

ние $d_{\text{внш}}$. Это «внешнее затухание», т. е. затухание, которым обладал бы резонатор, если бы у него были потери, вносимые волноводом (нагрузкой), а собственных потерь не было.

Часто вместо затуханий удобнее использовать обратные им величины — добротности:

$$Q_0 = \frac{1}{d_0}; \; |Q_{\text{м}}| = \frac{1}{|d_{\text{м}}|} \text{ и } Q_{\text{внш}} = \frac{1}{d_{\text{внш}}}.$$

Полное затухание резонатора с учетом энергии, вносимой образцом при накачке, и внешнего затухания:

$$d = d_0 + d_{\text{внш}} + d_{\text{м}} = d_0 + d_{\text{внш}} - |d_{\text{м}}|. \qquad (29\text{-}11)$$

Соответственно полная добротность

$$Q = \frac{1}{d}. \qquad (29\text{-}12)$$

Из теории линий передач известно, что отношение отраженной мощности $P_{\text{отр}}$ к падающей $P_{\text{пад}}$ (в нашем случае — коэффициент усиления мощности) равно квадрату коэффициента отражения

$$K_P = \frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{пад}}} = |\Gamma|^2 = \left|\frac{1 - \text{КСВН}}{1 + \text{КСВН}}\right|^2,$$

где КСВН — коэффициент стоячей волны напряжения;

$$|\Gamma| = \frac{\textit{амплитуда отраженной волны}}{\textit{амплитуда падающей волны}} = \frac{E_{\text{отр}}}{E_{\text{пад}}}$$

Г — коэффициент отражения, который можно рассматривать как «усиление по напряжению»: $\Gamma = K$.

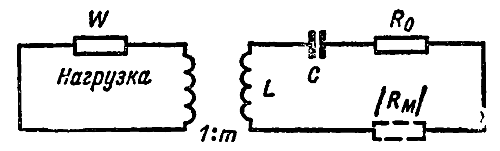


Рис. 29-14. Эквивалентная схема резонаторного КУ.

Для резонансной частоты схему (рис. 29-13) можно заменить эквивалентной схемой на рис. 29-14, где

R_0 — сопротивление потерь;

$|R_{\text{м}}|$ — модуль «магнитного» отрицательного сопротивления, вносимого активным образцом;

W — волновое сопротивление волновода;

m — коэффициент трансформации, характеризующий степень связи резонатора с волноводом.

Для схемы на рис. 29-14 справедливы следующие соотношения:

$$d_0 = \frac{R_0}{\omega L}; \; |d_{\text{м}}| = \frac{|R_{\text{м}}|}{\omega L};$$

$$d_{\text{внш}} = \frac{m^2 W}{\omega L} = \frac{R_{\text{внш}}}{\omega L}.$$

Нагрузкой линии (волновода) является сопротивление резонатора

$$R_{\text{р}} = R_0 - |R_{\text{м}}|.$$

Величина КСВН по определению равна:

$$\text{КСВН} = \frac{m^2 W}{R_{\text{р}}};$$

$$\text{КСВН} = \frac{d_{\text{внш}}}{d_0 - |d_{\text{м}}|}.$$

Подставляя значение КСВН и выражение для $K_{\text{р}}$, получаем:

$$K_P = \left[\frac{d_{\text{внш}} + |d_{\text{м}}| - d_0}{d_{\text{внш}} - |d_{\text{м}}| + d_0}\right]^2.$$

Полоса пропускания системы (на уровне половинной мощности)

$$\Delta f = df = \frac{f}{Q} = f(d_0 + d_{\text{вн}} - |d_{\text{м}}|). \qquad (29\text{-}13)$$

Полезно обратить внимание на некоторые важные соотношения:

$K_{\text{р}} > 1$, т. е. происходит усиление, когда КСВН<0. Последнее может быть лишь при условии

$$|d_{\text{м}}| > d_0,$$

когда отрицательное затухание больше затухания ненагруженного резонатора;

$K_P \to \infty$, т. е. возникает генерация, когда

$$d_0 + d_{\text{внш}} = |d_{\text{м}}|,$$

когда результирующее затухание системы $d=0$.

Таким образом, регенеративное усиление получается при условии

$$d_0 < |d_{\text{м}}| < d_0 + d_{\text{внш}}.$$

Практически переход от режима усиления к генерации можно осуществить, изменяя связь с волноводом накачки, т. е. $d_{\text{вн}}$. Легко видеть, что $d_{\text{внш}}$ «площадь усиления»

$$\sqrt{K_P}\,\Delta f = K_U \Delta f = f\left(d_{\text{вн}} + |d_{\text{м}}| - d_0\right).$$

Для получения больших усилений обычно работают вблизи генерации, т. е. при $d_0 + d_{\text{внш}} \approx d_{\text{м}}$. Обычно

$$d_0 \ll d_{\text{внш}}.$$

Тогда $|d_{\text{м}}| \approx d_{\text{внш}}$ и

$$\sqrt{K_P}\,\Delta f \approx 2|d_{\text{м}}|f = \frac{2f}{Q_{\text{м}}}. \qquad (29\text{-}14)$$

Это соотношение показывает, что произведение усиления на полосу при заданной

частоте зависит в основном от магнитного затухания $d_м$. Рассмотрим, от каких факторов зависит эта величина.

По определению затухание является мерой потерь запасенной в системе энергии за период колебаний. В данном случае

$$d_м = \frac{1}{2\pi}\frac{E_м}{E},$$

где $E_м$ — магнитная энергия, полученная от кристалла за период;
E — полная энергия.

Поскольку парамагнитное вещество в активном состоянии не тратит, а, наоборот, передает энергию в систему, то $d_м$ по смыслу должно быть отрицательным:

$$E_м = \frac{P_м}{f},$$

где $P_м$ — магнитная мощность кристалла;

$$E = \frac{\langle H^2_\sim \rangle_{V_р}}{8\pi} V_р,$$

где $\langle H^2_\sim \rangle_{V_р}$ — усредненная по объему $V_р$ напряженность магнитного поля.

Следовательно,

$$d_м = \frac{4P_м}{f \langle H^2_\sim \rangle_{V_р} V_р}.$$

Магнитная мощность определяется на основе квантовомеханических расчетов как

$$P_м = \frac{N f_{32}}{3kt}\left(f_{21} - f_{32}\right)\mu^2 \langle H^2_\sim \rangle_{V_м} V_м T_2, \qquad (29\text{-}15)$$

где N — общее число парамагнитных ионов в образце;
$\langle H^2_\sim \rangle$ — магнитная энергия на частоте сигнала, усредненная по объему образца $V_м$;
μ — коэффициент, зависящий от материала кристалла;
f_{ik} — частота переходов между уровнями *1*, *2*, *3*;
T_2 — время спин-спиновой релаксации.

Отсюда

$$d_м = -\frac{4NT_2}{3kT}\gamma\mu^2\left(f_{2\text{-}1} - f_{3\text{-}2}\right),$$

где γ — коэффициент использования резонатора, т. е. отношение магнитной энергии в кристалле к полной энергии в резонаторе.

Для увеличения произведения усиления на полосу (которое пропорционально $d_м$) нужно:

1) работать при низкой температуре T;

2) выбирать эффективные материалы с большим μ;

3) увеличивать коэффициент заполнения разонатора γ;

4) стремиться к тому, чтобы средний энергетический уровень был расположен несимметрично относительно уровня *1* и *3* с тем, чтобы увеличить $f_{2\text{-}1} - f_{3\text{-}2}$ (т. е. чем больше разница между частотами накачки и сигнала, тем эффективнее система).

Интересно отметить, что увеличение концентрации парамагнитных ионов увеличивает $P_м$ лишь до определенных пределов, поскольку при этом наряду с ростом N уменьшается время релаксации.

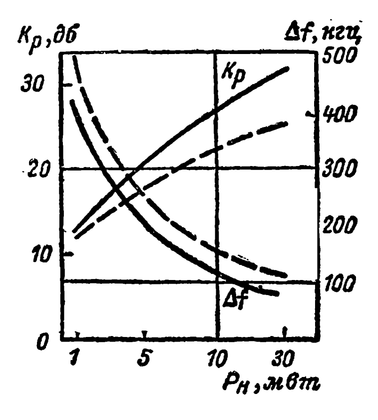


Рис. 29-15. Зависимость усиления и полосы пропускания РКУ от мощности накачки и степени связи с резонатором. Сплошные кривые соответствуют более слабой связи.

Из приведенных выражений следует, что для заданного объема кристалла и при заданной форме резонатора произведение $\sqrt{K_р}\,\Delta f$ должно оставаться постоянным.

Как и во всякой регенеративной системе, в РКУ по мере приближения к порогу самовозбуждения усиление возрастает, а полоса пропускания уменьшается. На рис. 29-15 приведена зависимость усиления $K_р$ и ширины полосы пропускания Δf усилителя, изображенного на рис. 29-12, от мощности накачки для двух разных степеней связи с волноводом. При постоянной мощности генератора накачки $P_н$ с увеличением связи (т. е. $d_{внш}$) полоса расширяется, а усиление падает.

Учитывая, что $\sqrt{K_р}\,\Delta f$ является важным параметром усилителя, приведем его величину для волн в 10 и 3 *см*. На волне в 10 *см* этот параметр имеет величину 20÷30 *Мгц*, а на волне в 3 *см* 30—50 *Мгц* (увеличение параметра на волне 3 *см* объясняется изменением зависимости произведения усиления на полосу пропускания от частоты).

Следует учитывать, что при работе с большими усилениями, т. е. вблизи порога генерации, стабильность усиления ухудшается. При незначительных изменениях $d_{внш}$

или $d_м$ (при изменении температуры или мощности накачки, если образец не насыщен) коэффициент усиления и полоса пропускания усилителя сильно изменяются.

Отметим, что рассматриваемая полоса пропускания ограничивается не шириной линии парамагнитного резонанса, а добротностью усилителя, так как полоса пропускания резонансной кривой парамагнитного кристалла, определяемая временем спин-спиновой релаксации, в применяемых сейчас кристаллах составляет 30—50 *Мгц*.

Амплитудная характеристика квантового усилителя

Своеобразие амплитудной характеристики квантовых усилителей (КУ) налагает серьезные ограничения на возможности их

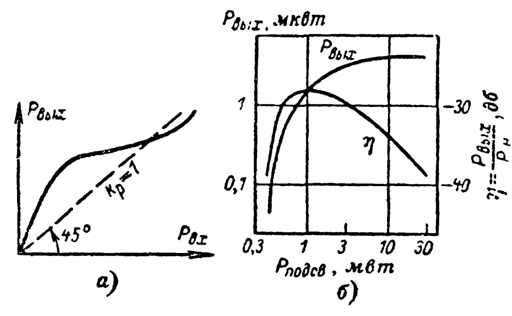


Рис. 29-16. Характеристики квантового усилителя.

а — амплитудная характеристика; *б* — зависимость выходной мощности и эффективности КУ от мощности накачки.

практического использования. При слабых сигналах амплитудная характеристика КУ линейна, т. е. K_P=const, как и у обычных усилителей (рис. 29-16, *а*). Затем поле сигнала все интенсивнее выравнивает заселенности «рабочих» уровней, допустим 3-го и 2-го, что приводит к падению усиления, так как уменьшается зависящая от разности населенностей магнитная энергия, передаваемая сигналу. При этом одновременно расширяется полоса пропускания. При насыщении по сигналу парамагнитный кристалл уже не отдает, а поглощает энергию, превращаясь в пассивный элемент устройства. Уменьшение усиления начинается при сигналах, превышающих в большинстве случаев 10^{-10} *вт*, что примерно на 30 *дб* превышает уровень собственных шумов усилителя.

После выключения сильного сигнала усилительные свойства восстанавливаются с постоянной времени, равной T_1 (время спин-решеточной релаксации), которая в ряде случаев составляет несколько десятых секунды. Значительное время восстановления усилительных свойств после перегрузки является неприятной особенностью квантовых усилителей. Этот недостаток (подверженность перегрузкам) особенно существен в радиолокационных установках, подверженных воздействию мощных импульсов собственного передатчика.

Для выбора режима работы усилителя полезно знать зависимость уровня выходной мощности сигнала от мощности генератора накачки (рис. 29-16, *б*). Там же приведена кривая эффективности (условного к. п. д.) усилителя, равного отношению $P_{вых}$ к $P_{накачки}$. Величина этого к. п. д. чрезвычайно мала.

Собственные шумы квантового усилителя

Самым важным достоинством квантовых усилителей является весьма низкий уровень собственных шумов. Источниками собственного шума КУ являются:

1) тепловое излучение стенок резонатора, составляющее kT, *вт* на 1 *гц*. При охлаждении резонатора жидким гелием эффективная температура стенок составляет $T_{ст}=2 \div 4°$ K;

2) шумы спонтанного (самопроизвольного) излучения парамагнитного кристалла, вызываемые самопроизвольными переходами ионов с верхнего уровня на нижний. Эффективная температура спонтанного шума $T_{сп}$ в диапазоне СВЧ обычно мала, так что $T_{сп}<T_{ст}$. Полная эффективная шумовая температура КУ $T_{ку}=T_{сп}+T_{ст}$ составляет 5—10° K. Современная методика позволяет измерять столь малые шумы с точностью, соответствующей порядку измеряемой величины. Результаты подобных экспериментов дают $T_{ку}=10 \div 20°$ K. Полный шум приемника с КУ может заметно превышать эту величину.

Квантовые парамагнитные усилители бегущей волны

Квантовый парамагнитный усилитель (КПУ) бегущей волны представляет собой волновод с размещенным вдоль него активным веществом, по которому распространяются электромагнитные волны сигнала и накачки. Поле накачки, воздействуя на активное вещество, возбуждает его, насыщая соответствующий переход, в результате чего образуется отрицательная температура между одной из пар электрических уровней (см. стр. 662). Волна сигнала, распространяясь по волноводу, взаимодействует с парамагнетиком, вызывает индуцированное излучение и тем самым усиливается. Расчеты показали, что для получения заметного усиления длина волновода с парамагнитным веществом должна составлять несколько метров. Чтобы КПУ имели приемлемые для практики размеры, применяют структуры, замедляющие групповую скорость распространения волны сигнала вдоль волновода. Чем медленнее распространяется волна, тем больше времени она взаимодействует с парамагнитным веществом и тем заметнее усиление.

Чтобы исключить отражения, вызванные рассогласованием входной и выходной линий, и получить однонаправленное усиление,

активный материал располагают в структуре так, что он взаимодействует с полем сигнала только при одном направлении распространения волны, и, кроме того, вводят специальный элемент, поглощающий обратную волну и позволяющий получить однонаправленные потери.

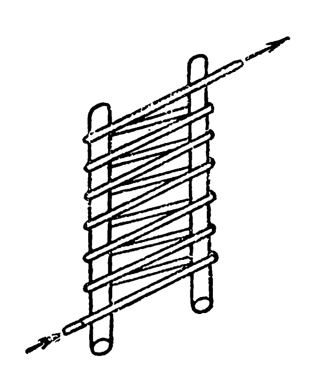


Рис. 29-17. Уплощенная спираль.

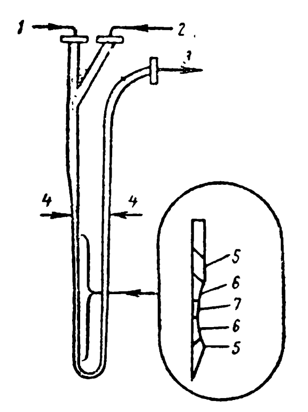


Рис. 29-18. Схема квантового усилителя с диэлектрической замедляющей структурой.

1 — вход накачки; 2 — вход сигнала; 3 — выход сигнала; 4 — сужение; 5 — материал «стикаст»; 6 — рутил; 7 — активный материал (рутил с хромом).

Возможно применение замедляющих структур трех типов: геометрического, диэлектрического и резонансного. Вообще геометрические и резонансные замедляющие системы всегда используются в сочетании с диэлектрической системой, так как парамагнитный кристалл является диэлектриком.

К замедляющим системам геометрического типа относится хорошо известная проволочная спираль, применяемая в лампах бегущей и обратной волны. Несмотря на то что с помощью спирали можно получить большие замедления волны (в 100 раз) в широкой полосе частот, такая система в том виде, в каком она используется в лампах бегущей волны, не может найти применения в квантовых усилителях по той причине, что направление поляризации высокочастотного поля при распространении волны по круглой спирали перемещается вокруг ее оси, а это создает большие трудности в создании постоянного магнитного поля, перпендикулярного переменному полю. Уплощенная же спираль, изображенная на рис. 29-17, позволяет получить нужную взаимную ориентацию плоскостей поляризации постоянного и переменного магнитных полей.

В структурах диэлектрического типа используется замедление в диэлектрике, которое зависит от диэлектрической проницаемости ε диэлектрика и его размещения в линии. Полоса пропускания диэлектрической замедляющей системы может быть одного порядка с полосой пропускания активного вещества или в несколько раз шире его резонансной линии. Удобны для применения в таких системах материалы с большой диэлектрической проницаемостью, например рубин ($\varepsilon = 11$) и рутил ($\varepsilon = 89$).

На рис. 29-18 изображена схема КПУ с диэлектрической замедляющей системой. Эта система, состоящая из рутиловых полосок и полосок специального материала «стикаст», при замедлении, равном 14, в диапазоне 3—3,7 *см* имеет полосу пропускания около 300 *Мгц*.

Периодические замедляющие структуры резонансного типа позволяют получать очень большие замедления волны (до 1 000 раз) в некоторой полосе, ограниченной верхней и нижней критическими частотами. Было предложено довольно много различных резонансных замедляющих структур. Одной из наиболее удобных замедляющих систем этого типа является гребенчатая система (рис. 29-19), которую в зависимости от конфигурации стержней называют также штыревой системой.

Штыревая замедляющая система удобна тем, что с ней легко получить необходимую ориентацию постоянного и переменного магнитных полей. Постоянное магнитное поле прилагается в направлении штырей. Поле накачки в виде основной волны H_{10}, распространяясь в волноводе, образует сильное продольное магнитное поле у стенки волновода и сильное поперечное поле в его центре; штыри не оказывают на эту волну большого влияния. По обе стороны гребенки образуются области круговой поляризации с противоположным направлением вращения, причем плоскость вращения круговой поляризации перпендикулярна плоскости штырей. Магнитное поле в случае гребенчатой структуры максимально у основания штырей.

Используя такую благоприятную ориентацию высокочастотных полей, можно поместить с одной стороны плоскости штырей активное вещество — парамагнитный кристалл, предназначенный для усиления прямой волны, а с другой стороны — элемент с невзаимным затуханием — вентиль. В качестве вентиля может быть использован тот же парамагнитный кристалл (например, рубин, но с большей концентрацией парамагнитных ионов) или специальный феррит.

В случае использования парамагнитного вещества как для получения невзаимных потерь, так и для усиления поглощающий кристалл берется с такой концентрацией парамагнитных ионов, чтобы при выбранной мощности вспомогательного генератора не происходило насыщения по переходу накачки.

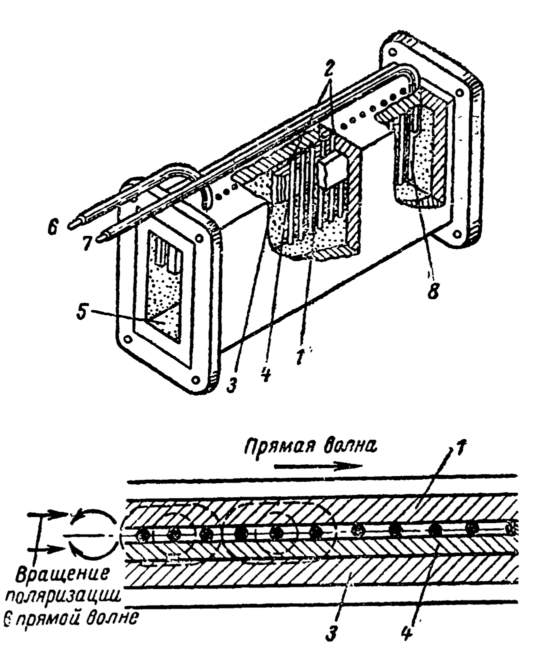


Рис. 29-19. Устройство квантового усилителя бегущей волны.

1 — розовый рубин; 2 — замедляющая система; 3 — красный рубин; 4 — прокладка из корунда; 5 — волновод накачки; 6 — вход сигнала; 7 — выход сигнала; 8 — элемент связи с коаксиальной системой.

Устройство КПУ бегущей волны с гребенчатой замедляющей системой и рубиновыми кристаллами изображено на рис. 29-19. В этой конструкции в отрезке волновода размещена штыревая замедляющая система. У основания стержней закреплены парамагнитные кристаллы — усиливающий (розовый рубин) с концентрацией хрома примерно 0,05% и вентиль (красный рубин) с концентрацией хрома 1%. Для лучшей развязки вентиля от прямой волны между ним и штырями проложена пластина (прокладка) из чистого корунда. Вход и выход замедляющей системы по частоте сигнала в данной конструкции связаны коаксиальными линиями. Высокочастотная энергия генератора накачки подается непосредственно по волноводу.

В волноводе с замедляющей системой и парамагнитными кристаллами прямая волна, имеющая круговую поляризацию с левым вращением в верхней области (как изображено внизу на рис. 29-19) и с правым вращением в нижней, будет взаимодействовать с усиливающим кристаллом (розовым рубином), расположенным вверху, и не будет взаимодействовать с нижним кристаллом (красным рубином). Обратная волна, имеющая противоположное направление вращения круговой поляризации, будет сильно взаимодействовать с поглощающим и слабо — с усиливающим кристаллом. Кристалл с повышенной концентрацией (красный рубин) будет поглощать обратную волну, так как он не насыщен по переходу накачки. Таким образом, усиление получается только в прямом направлении. Недостатком такого вентиля является поглощение в нем значительной части мощности накачки.

Вместо парамагнетика для поглощения обратной волны может быть применен и специальный феррит, работающий при температуре жидкого гелия, причем объем ферритового стержня, при котором достигается необходимое поглощение, получается значительно меньше, чем объем стержня из парамагнетика. Следует отметить, что такой вентиль очень слабо взаимодействует с полем накачки, что выгодно отличает его от парамагнитного кристалла аналогичного назначения.

В современных КПУ бегущей волны коэффициент усиления K_p в зависимости от назначения усилителя, типа активного вещества и других характеристик усилителя лежит в пределах 20—40 *дб* (100—10 000 раз по мощности).

Ширина полосы пропускания Δf усилителя бегущей волны получается на порядок больше, чем в резонаторном усилителе, и может достигать ширины линии парамагнитного резонанса активного вещества или даже большей величины. Для рубина Δf примерно равно 75—100 *Мгц*. Если располагать активное вещество вдоль замедляющей системы в виде отдельных элементов со сдвигом настройки, т. е. для каждого такого участка создавать свое магнитное постоянное поле и подавать отдельно накачку, то можно в несколько раз расширить полосу пропускания усилителя.

Очень важным преимуществом усилителя бегущей волны является возможность его электронной перестройки изменением магнитного поля, изменением частоты накачки или изменением одновременно магнитного поля и частоты накачки. Первые усилители бегущей волны удавалось перестраивать на 200—600 *Мгц*.

Уровень выходной мощности КПУ определяется объемом усиливающего материала. У усилителя бегущей волны этот объем во много раз больше (обычно раз в 10) и его выходная мощность также больше (в 10 раз), чем у резонаторных усилителей; существенно больше также динамический диапазон усиления.

Шумы радиоприемного устройства с РКУ

Блок-схема приемника с квантовым усилителем радиочастоты представлена на рис. 29-20. Сигнал, поступающий из антен-

ны, направляется циркулятором в квантовый усилитель, а усиленный сигнал подается к смесителю приемника. Далее следуют обычные элементы супергетеродина. Шумы входных цепей «обычного» приемника направляются циркулятором в согласованную нагрузку, где поглощаются.

Рассмотрим требования, которые нужно предъявлять к системе РКУ — циркулятор для наилучшего использования шумовых характеристик усилителя. Для этого произведем оценку общего уровня шума радиоприемного устройства с РКУ в единицах шумовой температуры.

Основными слагающими шума в приемном устройстве являются: шум антенны; шум системы циркулятор — РКУ; шум обычного приемника.

Для удобства введем следующие составляющие шумовой температуры:

$T_{ку}$ — шумовая температура собственно КУ;

$T_п$ — шумовая температура обычного приемника, $T_п=(Ш_п-1)T_0$,

где $Ш_п$ — коэффициент шума обычного приемника; $T_0=290°$ К.

$T_{ас}$ — шумовая температура на зажимах антенны, обусловленная шумами согласованной нагрузки, которые отражаются антенной (вследствие несовершенства согласования) к КУ.

$T_{кс}$ — шумовая температура на входных зажимах КУ, обусловленная шумами согласованной нагрузки, которые передаются на вход КУ за счет несовершенства развязки циркулятора между плечами *4* и *2* циркулятора.

$T_{кп}$ — шумовая температура на входных зажимах КУ, обусловленная шумами приемника, которые подаются к КУ за счет несовершенства развязки между плечами *3* и *2* циркулятора.

Обозначим через K_{P1} коэффициент передачи мощности между антенной и зажимами КУ. Тогда $1/K_{P1}$ характеризует потери в фидере между антенной и циркулятором, потери в циркуляторе между плечами *1* и *2* и потери в линии передачи от циркулятора до КУ и обратно. Пусть, далее, фидер и циркулятор имеют физическую температуру T_1.

Для расчета шума можем воспользоваться упрощенной блок-схемой, представленной на рис. 29-21. На схеме первый четырехполюсник включает элементы линий передачи и циркулятора, результирующий коэффициент передачи мощности которых равен K_{P1}, а физическая температура равна T_1.

Коэффициент шума первого четырехполюсника равен:

$$Ш_1 = 1 + \left(\frac{1}{K_{P1}} - 1\right)\frac{T_1}{T_0}. \quad (29\text{-}16)$$

Второй четырехполюсник включает КУ и обычный приемник. Эффективная шумовая температура этого четырехполюсника будет:

$$T_{кс} + T_{кп} + T_{ку} + \frac{T_п}{K_{Pку}}, \quad (29\text{-}17)$$

где $K_{Pку}$ — коэффициент усиления мощности КУ.

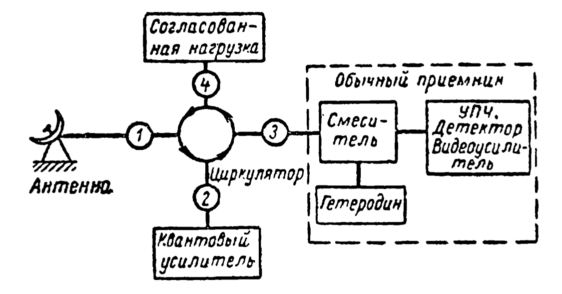


Рис. 29-20. Блок-схема радиоприемного устройства с квантовым усилителем.

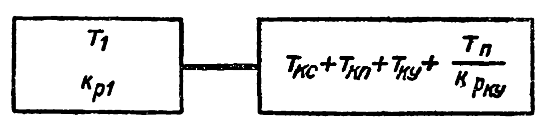


Рис. 29-21. Упрощенная блок-схема для расчета активной температуры приемника с квантовым усилителем.

Пользуясь теоремой об эффективной шумовой температуре последовательно соединенных четырехполюсников, результирующую шумовую температуру радиоприемного устройства $T_{ш.рпу}$ можем определить следующим образом:

$$T_{ш.рпу} = T_A + T_{ас} + \left(\frac{1}{K_{P1}} - 1\right)T_1 + \frac{1}{K_{P1}}\left(T_{кс} + T_{кп} + T_{ку} + \frac{T_п}{K_{Pку}}\right), \quad (29\text{-}18)$$

где T_A — шумовая температура антенны.

Если развязка между плечами *3* и *2*, *4* и *2* циркулятора составляет примерно 25 *дб*, а согласованная нагрузка находится при комнатной температуре $T_1=T_0=290°$ К, то $T_{кс}$ и $T_{кп}$ равны приблизительно 1° К.

При КСВ антенны, равном 1,1 или меньше, температура $T_{ас}$ будет меньше 1° К. Если КСВ антенны будет выше, то может возникнуть необходимость в охлаждении согласованной нагрузки.

Тогда, пренебрегая малыми величинами $T_{кс}$, $T_{кп}$, получаем:

$$T_{ш.рпу} \approx T_A + \left(\frac{1}{K_{P1}} - 1\right)T_0 + \frac{1}{K_{P1}}\left[T_{ку} + \frac{(Ш_п - 1)T_0}{K_{Pку}}\right]. \quad (29\text{-}19)$$

Если потери сравнительно малы $\left[\frac{1}{K_P} < 1{,}2\,(0{,}7\ \partial б)\right]$, то это выражение можно привести к следующему виду:

$$T_{ш.рпу} \approx T_A + 66{,}7\,l + T_{ку} + \frac{(Ш_п - 1)\,T_0}{K_{Pку}},$$

где l — потери $1/K_{P1}$, выраженные в децибелах *.

Из последнего выражения следует, что эффективная температура РПУ возрастает примерно на 7° K на каждые 0,1 *дб* потерь.

Таким образом, общая чувствительность радиоприемного устройства при использовании квантового усилителя определяется не столько самим усилителем, сколько потерями в трактах передачи сигнала и шумами антенны. В связи с этим для полной реализации возможностей малошумящих квантовых усилителей необходимо сбращать внимание на тщательность выполнения волноводных трактов и циркулятора и выбирать такие условия работы антенны (главным образом, диапазон рабочих частот), при которых шумовая температура антенны будет мала.

Некоторые параметры рубиновых квантовых усилителей. Способность квантовых усилителей работать с малыми шумами определяет возможность их широкого использования в радиолокации космических объектов с Земли и радиосвязи с ними, а также для надежной радиосвязи с помощью спутников и радиоастрономии. Для многих из этих систем с помощью квантовых усилителей можно создать приемники, внутренние шумы которых не будут существенно ограничивать дальность связи или обнаружения объектов. Естественно, что квантовые усилители целесообразно использовать лишь в тех диапазонах частот, где уровень внешних шумов мал, особенно в области «космического окна», расположенного в диапазоне длин волн 30—3 *см*.

Приведем оценку параметров, которые можно получить при современном состоянии** техники рубиновых квантовых усилителей, работающих как с открытыми криогенными установками, так и использующих гелиевые криостаты с замкнутым циклом.

Рубиновые квантовые усилители с открытыми криогенными установками имеют следующие типовые данные:

Диапазон частот	400 *Мгц*—15 *Ггц*
Ширина полосы (от центральной частоты)	0,1—1 %
Коэффициент усиления	20—40 *дб*
Диапазон перестройки	10—20 %
Шумовая температура	10—30° K
Динамический диапазон	100 *дб*
Начало насыщения (в импульсе)	10^{-5} *вт*
Время восстановления	0,1 *сек*
Вес квантового усилителя с сосудом Дьюара (без источника накачки):	
с постоянным сверхпроводящим магнитом в сосуде	7—22 *кг*
с внешним постоянным магнитом	45—220 *кг*
Вес источника накачки	10—45 *кг*

Открытый гелиевый сосуд Дьюара:

срок хранения температуры	8—35 *ч*
размеры	8,5—70 *дм*³
вес	4,5—20 *кг*
скорость испарения гелия	0,1—0,3 *л/ч*
емкость	2—10 *л*

Характеристики экспериментальных гелиевых криостатов с замкнутым циклом

	Для наземных установок	Для бортовых установок
Охлаждающая мощность при 4,2° K, *вт*	0,25—1	0,25—0,5
Размеры, *дм*³	85—285	28
Вес, *кг*	45—220	16—22
Потребляемая мощность, *квт*	1—5	1—2
Срок службы (между профилактическими осмотрами), *ч*	1 000	1 000

29-6. ОПТИЧЕСКИЕ КВАНТОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ (ЛАЗЕРЫ)

Общие сведения

Оптический квантовый генератор (ОКГ)* — прибор, в котором осуществляется генерация монохроматических электромагнитных волн оптического диапазона путем использования индуцированного излучения. Принципы работы ОКГ те же, что и в молекулярном генераторе, с тем отличием, что молекулярный генератор работает в СВЧ области спектра, а ОКГ — в оптической.

Оптический квантовый генератор представляет собой резонатор, в который помещена активная среда, содержащая атомы в возбужденном состоянии. Для получения активных атомов используется вспомогательный источник энергии — генератор накачки. Механизм накачки может быть самым разнообразным — подсветка вещества вспомогательным излучением, возбуждение электронным потоком, с помощью ионизации газовой среды и др. Активные среды ОКГ могут находиться в разных агрегатных состояниях, в связи с чем различают ОКГ на твердом теле, жидкостные и газовые.

---

* При выводе принято $\frac{1}{K_P} \approx 1;\ \frac{1}{K_{P1}} - 1 \approx \ln\frac{1}{K_{P1}} = 2{,}3\lg\frac{1}{K_{P1}} = 0{,}23\left(\frac{1}{K_{P1}}\right)_{дб} = 0{,}23l.$

** Данные взяты из работы [Л. 11], опубликованной в 1961 г. За последние годы не появлялось сведений о существенном изменении этих оценок.

* По американской терминологии «лазер» или «оптический мазер»; название laser слагается из первых букв фразы «light amplification by stimulated emission of radiation» — усиление света индуцированным испусканием излучения.

Резонатором чаще всего является система двух плоских параллельных друг другу зеркал (типа интерферометра Фабри — Перо). Применяются и другие типы «открытых» резонаторов, например конфокальный, т. е. резонатор, состоящий из двух сферических зеркал с центрами кривизн, расположенных на противоположных зеркалах.

Под действием накачки в веществе, расположенном между зеркалами, возникает состояние инверсной заселенности, при котором число атомов на верхнем уровне превышает число атомов на нижнем энергетическом уровне.

Можно провести следующую аналогию между ОКГ и электронным генератором — активная среда играет роль усилителя в радиотехнических генераторах, спонтанное излучение — роль шума, резонатор — роль системы обратной связи, а накачка — роль питания.

До начала процесса накачки большинство атомов рабочего вещества находится в основном (низшем) состоянии. Согласно закону Больцмана на высоких оптических частотах верхние уровни являются незаполненными. Благодаря накачке атомы переходят в возбужденное состояние, в результате чего на одном из верхних уровней возникает избыточная населенность по сравнению с расположенными ниже уровнями. Обычно отдельные возбужденные атомы переходят спонтанно на более низкие уровни независимо друг от друга, так что свет, испускаемый всей группой атомов, некогерентен. Если в ОКГ спонтанно излучаемые фотоны имеют направления распространения, не параллельные оси активного вещества (и, следовательно, резонатора), то они просто выходят за пределы вещества.

Лавинный процесс индуцированного излучения начинается в тот момент, когда по крайней мере один возбужденный атом спонтанно излучает фотон, параллельный оси резонатора. Этот фотон вынуждает другой возбужденный атом испустить второй фотон. Напомним, что когда переход возбужденного атома на более низкий уровень индуцируется квантом света, то этот атом излучает фотон той же частоты, фазы и направления распространения, какими характеризовался индуцирующий фотон. Этот процесс начинает лавинообразно развиваться, так как фотоны перемещаются вдоль возбужденного вещества, многократно отражаясь от зеркал резонатора.

Для вывода образующегося пучка когерентного излучения обычно одно из зеркал резонатора делается полупрозрачным. Узкая направленность луча обеспечивается высокой степенью параллельности плоских зеркал, в результате чего в луче остаются только те фотоны, которые многократно прошли через вещество, не отклонившись существенно от его оси. Высокая монохроматичность излучения обусловлена тем, что индуцированное излучение представляет собою резонансный процесс. Поскольку излучение, выходящее со стороны полупрозрачного зеркала, имеет почти плоский фронт, то оно является пространственно когерентным, а так как излучение почти монохроматично, то оно когерентно и во времени.

Некоторые количественные характеристики когерентности излучения. Различают *временну́ю* и *пространственную когерентность* волн. Временна́я когерентность колебаний поля в точке r характеризуется *функцией корреляции* $R(\tau)$:

$$R(\tau) = \overline{E(r, t)E(r, t+\tau)},$$

представляющей собой усредненное по времени скалярное произведение двух значений поля в одной и той же точке пространства, разделенных интервалом времени τ. Считается, что волны обладают временно́й когерентностью, если существует статистическая связь (корреляция) между амплитудами волн в данной точке в один момент времени и любой более поздний момент. Монохроматические колебания представляют собой крайний случай полной временной когерентности.

Волны считаются пространственно когерентными, если существуют поверхности, на которых амплитуды волн как функции времени находятся во вполне определенном соотношении. Пространственная когерентность характеризуется функцией корреляции

$$R(r) = \overline{E(r, t)E(r+\Delta r, t)},$$

представляющей усредненное во времени произведение двух компонент поля, взятых в один и тот же момент времени, но в разных точках пространства. По отношению к узким лучам излучения обычно ограничивают понятие пространственной когерентности вектором Δr, перпендикулярным направлению распространения луча, поскольку пространственная когерентность по направлению распространения луча связана с временно́й когерентностью Таким образом, в этом случае пространственную когерентность можно заменить понятием *поперечной когерентности*, т. е. когерентности в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волн, а временна́я когерентность оказывается пропорциональной продольной пространственной когерентности.

Полностью когерентные и полностью некогерентные пучки волн являются идеализированными понятиями, которые, строго говоря, никогда не наблюдаются на практике. Поля, возбуждаемые радиопередатчиками или оптическими квантовыми генераторами, с одной стороны, и тепловое излучение тела — с другой, являются примером приближения к этим теоретическим моделям. Практически всегда приходится иметь дело с частично когерентными пучками, отличающимися друг от друга степенью когерентности.

Степень когерентности определяется интервалом корреляции (τ или Δr), при котором огибающая амплитуд функции корре-

ляции R уменьшается на определенную величину (например, в e раз или в 2 раза).

Временная когерентность тесно связана с шириной спектра излучения. Чем уже спектр, тем выше когерентность, больше временной интервал корреляции, а излучаемые колебания ближе к монохроматическим, чисто гармоническим. Если интервал корреляции определять интервалом времени $\tau_к$, в течение которого амплитуда огибающей корреляционной функции уменьшается в 2 раза, то

$$\tau_к \approx \frac{1}{\Delta f},$$

где Δf — ширина спектра по уровню половинной мощности (для прямоугольного импульса с высокочастотным заполнением $\tau_к = 1/\Delta f$, для импульса с экспоненциальной огибающей $\tau_к = 1/\pi\Delta f$ и т. д.). Величину $\tau_к$ иногда называют *временем когерентности*. Положим $l = c\tau_к$, где c — скорость света.

$$l = \frac{c}{\Delta f}.$$

Величина l называется *длиной когерентности* и характеризует «продольную» когерентность колебаний.

Для чрезвычайно стабильного клистронного генератора, работающего на частоте 10^{11} *гц*, время когерентности составляет 10—100 *сек* или 10^{12}—10^{13} периодов сигнала. Для излучения ОКГ с той же степенью когерентности время корреляции составит 1—10 *мсек*. Для обычных тепловых источников света время когерентности составит 10^{-7}—10^{-8} *сек*.

Временная когерентность излучений ОКГ позволяет использовать все преимущества почти монохроматических сигналов с точки зрения осуществления различных способов модуляции (частотная, фазовая и др.), а также размещения в оптическом диапазоне огромного количества каналов передачи информации.

Если оптический квантовый генератор работает в одномодовом (см. ниже) режиме, т. е. генерирует один тип колебаний, то интервал пространственной корреляции практически равен ширине плоского луча (в этом случае считается, что пучок является «пространственно когерентным по всему сечению луча»).

Пространственная когерентность дает возможность производить оптические преобразования светового пучка, ограниченные лишь дифракционными пределами.

Из теории дифракции известно, что угловое расстояние первого нуля от центра дифракционной картины, т. е. ширина луча, при условии, что излучение происходит из круглого торца лазера диаметром D и что амплитуда и фазы световых колебаний во всех точках излучающей поверхности одинаковы, должно быть равно:

$$\Theta = 1{,}22\,\frac{\lambda}{D}, \ \textit{рад}.$$

Заметим, что такая расходимость получается в так называемой дальней зоне излучения, когда расстояние r точки наблюдения от источника велико ($r \gg D^2/\lambda$). Некогерентные («естественные») источники света дают в дальней зоне значительно бо́льшую расходимость пучка, которая зависит от отношения диаметра излучателя к диаметру рефлектора или линзы. Разумеется, диаметр излучателя не может быть слишком малым, допустим порядка λ, так как при малых размерах он не сможет излучать большую мощность.

Существенное различие имеется в возможностях фокусирования когерентных и некогерентных колебаний. Когерентный луч отражающими или преломляющими поверхностями можно сфокусировать в ближней зоне (т. е. когда $r \ll D_0^2/\lambda$) в пятно диаметром

$$\rho = 1{,}22\, r_f \frac{\lambda}{D_0},$$

где r_f — фокусное расстояние оптической системы, имеющей диаметр D_0. Если $r_f = D_0$, то площадь сфокусированного пятна когерентного излучения будет порядка λ^2.

Плотность потока излучения в фокальном пятне будет равна:

$$I_0 = \frac{A_0}{\lambda^2 r_f^2} P_{вых} \ [\textit{вт}/\textit{м}^2], \qquad (29\text{-}20)$$

где A_0 — площадь объектива;

$P_{вых}$ — мощность надающего на объектив света.

При мощности рубинового лазера $P_{вых} = 10$ *квт*, $\lambda = 0{,}7$ *мкм*, $A_0/r_f^2 = 1/2$ плотность мощности в середине изображения составит 10^{16} $\textit{вт}\cdot\textit{м}^{-2}$. Плотность мощности на поверхности солнца составляет менее 10^8 $\textit{вт}\cdot\textit{м}^{-2}$. Таким образом, оптический квантовый генератор способен создавать плотность мощности, которая в 10^8 раз превышают плотность излучения поверхности Солнца. Такая плотность мощности сопровождается соответственно высокими напряженностями электрического поля, определяемыми выражением

$$E = \sqrt{120\,\pi I_0}, \qquad (29\text{-}21)$$

где 120π — сопротивление свободного пространства.

Спектральная интенсивность излучения, выражающаяся в виде плотности потока на единицу частоты ($\textit{вт}\cdot\textit{м}^{-2}\cdot\textit{гц}^{-1}$), также на много порядков больше того же параметра для Солнца.

Размеры сфокусированного пятна, получаемого с помощью некогерентного света, ограничены размерами источника света. Поэтому с помощью «естественного» света

невозможно получить в фокусе концентрацию энергии, превышающую концентрацию энергии на источнике.

Лазеры на твердом теле

В лазерах на твердом теле применяется метод оптической накачки. Рабочее вещество обычно представляет кристалл — основание с примесью люминесцирующих атомов, имеющих по крайней мере три или четыре уровня (трех- и четырехуровневые системы)

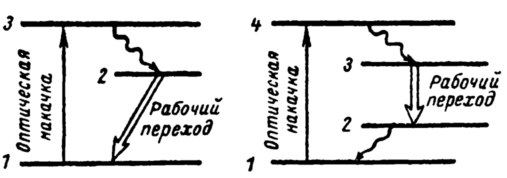


Рис. 29-22. Энергетическая схема трех- и четырехуровневых оптических квантовых генераторов.

(рис. 29-22). С помощью «накачивающего» света атомы из основного состояния возбуждаются сначала на более высокие уровни 3 (или 4 — в четырехуровневой системе), а затем быстро переходят на рабочий уровень 2 (или соответственно 3). Вероятность спонтанного перехода $2 \rightarrow 1$ $(3 \rightarrow 2)$ должна быть гораздо меньше вероятности перехода $3 \rightarrow 2$ (а в случае четырехуровневой системы меньше вероятностей переходов $4 \rightarrow 3$ и $2 \rightarrow 1$): уровень 2 (в четырехуровневой системе — 4) должен быть метастабильным, т. е. с большим временем жизни.

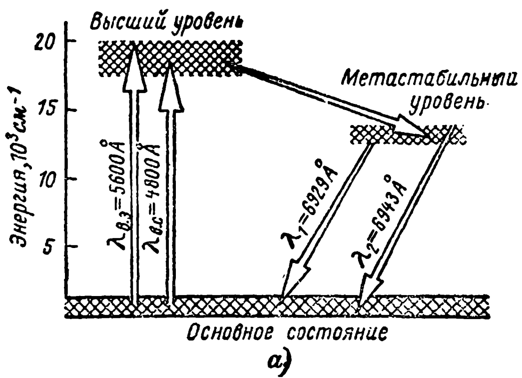
Поскольку в четырехуровневой системе уровень 2 является незаселенным, то для создания инверсной заселенности такой системы требуется меньшая мощность, чем в случае трехуровневой системы. Другими словами, пороговая мощность накачки, соответствующая началу генерации в четырехуровневой системе, значительно меньше, чем в трехуровневой.

Мощность накачки, необходимая для создания инверсной заселенности, легче всего достигается в виде света импульсных ламп-вспышек, поэтому большая часть ОКГ на твердых телах работает в импульсном режиме.

В качестве активных атомов применяются хром, лантаноиды, уран, в качестве оснований — корунд Al_2O_3, флуорит CaF_2, стекло и др.

Рубиновые лазеры. Наиболее распространенным в настоящее время является ОКГ на рубине. Рубин — кристалл корунда Al_2O_3 с примесью трехвалентного хрома (0,03—0,85%). Рубиновый ОКГ работает по трехуровневой схеме. Полосы поглощения 4 800 и 5 600 Å употребляются для накачки, генерация происходит на длине волны $\lambda = 6\,943$ Å (при комнатной температуре) (рис. 29-23, *а*). На рис. 29-23, *б* указаны времена жизни частиц на энергетических уровнях. Образец рубина вырезается в виде цилиндра диаметром 4—10 *мм*, длиной 30—100 *мм* со строго параллельными и тщательно отполированными торцами.

Применяются специальные меры для лучшего использования энергии импульсной



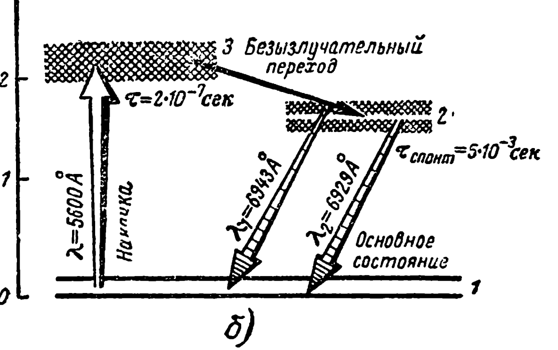


Рис. 29-23. Схема энергетических уровней ионов хрома в рубине.

лампы для возбуждения рабочего тела. Так, при использовании спиральных ламп кристалл и лампа помещаются внутри цилиндрического осветителя, отражающего свет лампы на стержень кристалла. Если же применяется линейная лампа, то осветитель выполняется в виде эллиптического цилиндра, а кристалл и лампа располагаются вдоль его фокальных осей (рис. 29-24).

Когерентная генерация начинается при электрических энергиях в импульсе лампы в 0,5—2 *кдж*; в более эффективных установках эту пороговую мощность удается снизить до 50—70 *дж*. Генерация начинается через 100—300 *мксек* после начала возбуждения и длится в течение 200—500 *мксек* в зависимости от длительности вспышки. Энергия когерентного излучения за время одного импульса в зависимости от размеров кристалла составляет от 0,01 *дж* до 30—50 *дж*. В сложных устройствах с несколькими кристаллами и мощными лампами накачки получена энергия в несколько тысяч джоулей.

Коэффициент полезного действия генератора невелик, ~1%, что в значительной

степени обусловлено тем, что спектр поглощения активного вещества значительно уже спектра излучения лампы-вспышки, а также безызлучательными потерями в кристалле и др.

Генерируемый импульс состоит из множества «пучков» длительностью ~0,5 *мксек*, нерегулярно следующих во времени. Генерация происходит во многих типах колебаний, в связи с чем ширина спектра излучаемых колебаний довольно широка, ~ 0,1 Å (~ 50 000 *Мгц*).

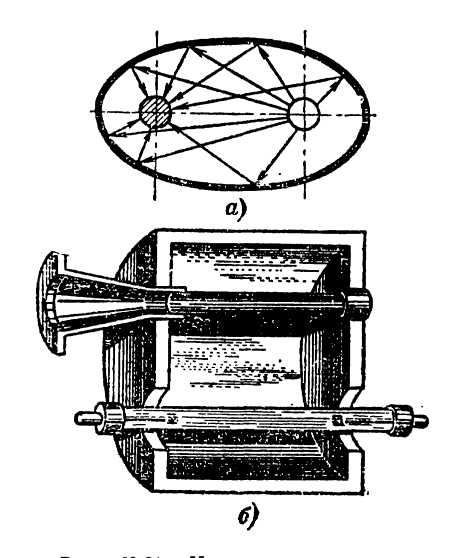


Рис. 29-24. Излучающая головка ОКГ с эллиптическим отражателем.

а — поперечное сечение; *б* — продольный разрез.

Расходимость пучка излучения определяется неоднородностями и рассеиванием света в кристалле и составляет ~30′, что в несколько десятков раз больше дифракционного предела.

Другие материалы для рабочего вещества. Кроме рубина в оптических квантовых генераторах применяются и другие твердые активные вещества. В частности, генерация была получена на ионах урана, неодима, самария, тулия и гольмия в различных кристаллах. Общим для этих материалов является то, что в отличие от рубина они работают по четырехуровневой схеме. Чтобы не было перезаполнения нижнего рабочего уровня ионами, забрасываемыми с основного уровня тепловыми колебаниями, разность энергий этих уровней должна быть больше величины среднего значения тепловой энергии kT. При температуре 300° К значение kT соответствует приблизительно 200 $см^{-1}$. Поэтому если нижний энергетический уровень расположен на таком же или меньшем энергетическом интервале от основного, то для получения устойчивой генерации кристалл необходимо охлаждать.

Наряду с кристаллами в оптических квантовых генераторах широко используются стеклянные среды с примесью различных редкоземельных элементов. Преимущество стекол заключается в простоте изготовления образцов больших размеров и любой формы, что позволяет получить очень большие энергии выходного импульса. Кроме того, стекла обладают очень высокой оптической однородностью, в результате чего к. п. д. стеклянных генераторов оказывается выше, чем у генераторов на кристаллах. В то же время сравнительно низкая теплопроводность стекол позволяет применять их только в генераторах с небольшой средней мощностью излучения (т. е. с малой частотой следования импульсов).

В настоящее время индуцированное излучение получено в стеклянных средах с примесью различных трехвалентных редкоземельных ионов, однако практическое значение пока имеют лишь стекла с примесью неодима, которые работают при комнатной температуре. Наиболее интенсивное излучение наблюдается на волне 1,06 *мкм*.

Вынужденное излучение получено также в пластмассах, в частности на основе так называемых хелатов (люосит и плексиглас, активированные европием, тербием и самарием). При этом активному веществу может быть придана любая форма, даже в виде тонких волокон.

Источники накачки в ОКГ с твердым активным веществом

Для накачки оптических генераторов на твердом теле применяются различные источники света. Наиболее интенсивные полосы поглощения активных сред находятся в видимой и прилегающих к ней участках инфракрасного и ультрафиолетового диапазонов. Поэтому общее требование, предъявляемое к источникам накачки, заключается в том, чтобы именно на эти области приходилась основная часть излучаемой ими энергии и чтобы эта энергия была достаточно велика. Поскольку частота излучения источника накачки всегда превышает частоту генерации, то с увеличением последней спектр возбуждающего излучения также смещается в более коротковолновую область. В связи с этим электрические лампы накаливания малоэффективны для накачки генераторов видимого диапазона волн. Это связано с тем, что при температуре нити накала порядка 3 000° К излучение тепловых источников сосредоточено в основном в инфракрасном диапазоне.

Наиболее широкое распространение среди источников накачки получили газоразрядные лампы, эффективные температуры излучения которых составляют 5 000—10 000° К. Наиболее важными для использования в ОКГ параметрами газоразрядных ламп являются: эффективность преобразования электрической энергии в световое излучение (наибольший к. п. д. — примерно 40%), спектральный состав излучения, пре-

дельная энергия вспышки и предельная потребляемая мощность.

В связи со сравнительно низким к. п. д. газоразрядных ламп большой интерес проявляется к исследованиям новых более эффективных методов накачки. К их числу следует отнести использование для накачки излучения полупроводниковых ОКГ. Спектр излучения этих приборов достаточно узок, что в принципе позволяет добиться согласования спектра поглощения ОКГ со спектром излучения генератора накачки — полупроводникового ОКГ, а к. п. д. может быть очень высоким. Разработанные к настоящему времени лазерные диоды излучают главным образом в ближней инфракрасной области спектра. Мощность их, однако, еще сравнительно невелика. Поэтому первые эксперименты проводились с четырехуровневыми активными средами, обладающими небольшим порогом возбуждения. В настоящее время работы по исследованию полупроводниковой накачки находятся в начальной стадии, и она еще не имеет практического применения в твердотельных ОКГ. Этот метод накачки представляется наиболее перспективным для возбуждения активных сред, имеющих полосы поглощения в длинноволновых участках спектра, в которых другие источники излучения малоэффективны.

Другой возможный метод накачки ОКГ основан на использовании света, выделяемого при взрыве тонких (порядка 0,1 *мм*) проволок при пропускании по ним электрического тока большой силы. Благодаря тому что большая часть излучения взрывающихся проволок сосредоточена в ультрафиолетовом участке спектра, они могут оказаться весьма перспективным источником накачки ОКГ видимого диапазона.

Для оптической накачки ОКГ можно также использовать лучистую энергию, выделяющуюся при горении и взрыве специальных составов и веществ (химическая накачка).

Наконец, следует упомянуть о возможности использования для накачки п и н ч - э ф ф е к т а — сжатия разрядного столба в плазме в тонкий плазменный шнур под влиянием магнитного поля, в результате чего образуются высокие температуры, сопровождающиеся интенсивным излучением.

Газовые лазеры

Для возбуждения газовых активных веществ оптический метод накачки оказывается малоэффективным. Это объясняется тем, что в газах отсутствуют полосы поглощения, характерные для твердых тел; газы обычно поглощают на отдельных линиях. Метод оптического возбуждения в газах может быть применен лишь при использовании высокоинтенсивных монохроматических источников света, имеющих линии излучения, которые совпадают с линиями поглощения газа.

Поэтому в газах (в отличие от твердых тел, внутри которых только облучение может сообщить атому необходимую энергию возбуждения) чаще применяются другие методы накачки, а именно:

возбуждение атомов электронными ударами в газовом разряде; таким способом создается избыточная населенность в генераторах на чистых благородных газах (Ne, He, Ar, Kr, Xe);

возбуждение при столкновении атомов; в этом случае газоразрядная трубка содер-

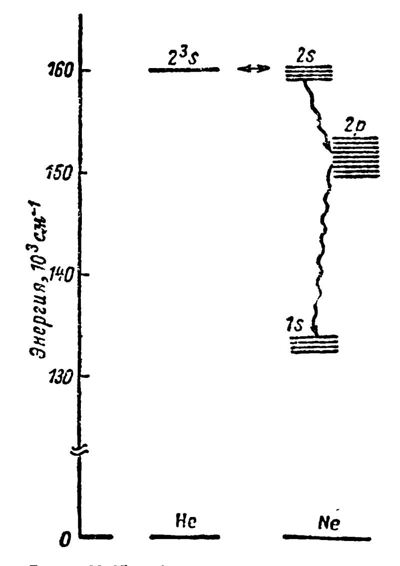


Рис. 29-25. Схема энергетических уровней гелия и неона.

жит смесь двух газов, имеющих близко расположенные уровни, и при столкновениях происходит передача энергии от атомов одного газа атомам другого газа;

диссоциация молекул газа, происходящая под воздействием высокочастотного разряда или ультрафиолетового излучения. Обычно используется смесь благородного газа с двухатомным (или многоатомным) газом. Возбужденный атом благородного газа при столкновении с молекулой двухатомного газа разбивает ее на два атома. Один из атомов возбуждается до более высокого уровня (что приводит к инверсной населенности), а другой — поглощает оставшуюся энергию. На основе этого метода разработаны генераторы на смесях $Ar—O_2$, $Ne—O_2$, $He—CO$ и др.

Наиболее распространены ОКГ, в которых используется метод возбуждения при столкновении атомов. Такой метод, в частности, используется в смеси гелия и неона, которая была рабочим веществом первого лазера непрерывного действия.

Гелий-неоновый газовый ОКГ. Действие гелий-неонового ОКГ основано на использовании энергетических уровней гелия и неона (рис. 29-25). Посредством электронных ударов атомы гелия переводятся на мета-

стабильный уровень 2^3s (время жизни атомов на этом уровне приблизительно 10^{-3} *сек*). При столкновении атомов гелия, находящихся в состоянии 2^3s, с атомами неона, находящихся в основном состоянии, происходит передача энергии возбуждения атому неона, который переходит на один из уровней группы $2s$. С четырех уровней $2s$ могут происходить излучательные переходы на десять уровней $2p$. Уровни $2p$ менее заселены, чем $2s$, поскольку прямой переход энергии возбуждения атома гелия на эти уровни атома неона отсутствует. Время жизни на уровнях $2s$ примерно на порядок превышает время жизни на уровнях $2p$. В общей сложности правилами отбора разрешены 30 различных переходов с уровней $2s$ на уровни $2p$. Наиболее интенсивная генерация соответствует длине волны 1,153 *мкм*. Мощность излучения на этой длине волны составляет 1—20 *мвт* при длине трубки около 1 *м*. При этом для возбуждения газового разряда от источника высокочастотного питания (частота примерно 30 *Мгц*) потреблялось около 50 *вт*.

В генераторе смесь He и Ne (давление He 1 *мм рт. ст.*, Ne — 0,1 *мм рт. ст.*) находится в кварцевой трубке диаметром 1 *см*. В качестве резонатора чаще всего используются внешние плоскопараллельные или конфокальные зеркала. Для уменьшения отражения от окон, расположенных на торцах трубки, концы трубок закрыты плоскопараллельными пластинками, расположенными под углом Брюстера по отношению к оси трубки (рис. 29-26). Такие пластины — окна, через которые излучение проходит к зеркалам резонатора, они не вносят потерь на отражение для излучения, поляризованного в плоскости падения, и делают невозможной генерацию в перпендикулярной плоскости. Таким образом, световой луч, проходя через окно, испытывает потери лишь на рассеивание и поглощение в стекле, которые не превышают 0,5%.

В последнее время большое внимание уделяется так называемым *ионным газовым* ОКГ. В таких генераторах в качестве рабочих используются не атомные переходы, как в гелий-неоновом ОКГ, а переходы между возбужденными состояниями ионов благородных газов. Оказалось, что ионные ОКГ способны генерировать гораздо большую непрерывную мощность, чем ОКГ, работающие на атомных переходах. Расстояния между ионными уровнями на энергетической диаграмме сравнительно большие, поэтому излучения ионных ОКГ соответствуют более коротковолновой области.

Наибольшее распространение получили аргоновые ионные ОКГ. В настоящее время на аргоновом ионном ОКГ получена генерация на девяти линиях в диапазоне длин волн от 4 545 до 5 145 Å. Мощность генерации, получаемая на трубках длиной 30—50 *см*, составляет несколько ватт. Коэффициент полезного действия ионных ОКГ 0,01—0,1%.

Основным недостатком газовых ОКГ, использующих атомные и ионные переходы, является низкий к. п. д., что связано с малой эффективностью электронного механизма накачки. Верхний рабочий уровень в таких ОКГ располагается довольно высоко над исходным состоянием, поэтому в процессе возбуждения принимает участие лишь небольшая часть общего числа электронов,

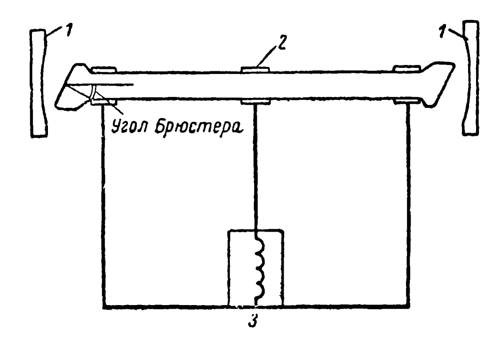


Рис. 29-26. Схема оптического квантового генератора на смеси гелия и неона с внешними конфокальными зеркалами.

1 — сферическое зеркало; *2* — электрод; *3* — высокочастотный генератор накачки.

а именно наиболее быстрые электроны плазмы. В связи с этим с точки зрения повышения к. п. д. целесообразно использовать низко расположенные электрические уровни частиц. Такими уровнями, в частности, являются колебательные возбужденные состояния молекул. Колебательные уровни молекул располагаются ближе друг к другу, чем электронные. При этом генерация возможна на более длинных волнах, чем при использовании электронных переходов.

Примером молекулярного газового лазера является ОКГ, работающий на смеси углекислого газа и азота. Рабочему переходу в этом ОКГ соответствует длина волны 10,6 *мкм*. Своеобразный механизм создания инверсии в этом типе ОКГ позволяет применять разрядные трубки большого диаметра (до 100 *мм*) для получения большей мощности генерации. Известны сообщения о получении мощности 500—1 000 *вт* в непрерывном режиме [Л. 29]. При этом к. п. д. ОКГ также очень высок, 6—10%. К достоинствам этого прибора относится также то, что его диапазон излучения совпадает с одним из окон прозрачности атмосферы (см. § 29-8). Однако эксплуатация ОКГ на смеси CO_2 и N_2 связана с определенными трудностями. Конструкция прибора должна предусматривать систему непрерывного протока рабочей смеси, так как она разлагается в условиях разряда. Имеются определенные трудности в использовании оптики, модуляторов и приемников на длине волны в 10 *мкм*.

Жидкостные лазеры. Большой интерес с точки зрения практических применений представляют жидкостные лазеры.

Применение жидкости и газа освобождает от сложных технических трудностей, связанных с выращиванием монокристаллов и их обработкой. С жидкостями можно получать значительные концентрации активных ионов в рабочем объеме и большие образцы требуемых размеров. Охлаждение может быть достигнуто циркуляцией рабочей жидкости через теплообменник. Состав жидкостей можно легко и быстро изменять. В настоящее время жидкостные лазеры находятся еще в стадии ранних экспериментальных исследований.

Полупроводниковые оптические квантовые генераторы

Среди оптических квантовых генераторов на твердом теле особую группу составляют полупроводниковые ОКГ.

Энергетический спектр полупроводника имеет широкие полосы разрешенных состояний электронов: свободную и валентную зоны, разделенные запрещенной зоной (рис. 29-27). В идеальном полупроводнике при температуре абсолютного нуля валентная зона полностью занята электронами, а свободная — полностью свободна, и полупроводник в этом случае является изолятором. При температурах выше 0° К часть валентных электронов переходит в свободную зону и в полупроводнике появляется электропроводность как за счет электронов в свободной зоне, так и за счет дырок в валентной зоне. Примеси в полупроводнике вызывают появление в запрещенной зоне локальных уровней (донорных вблизи зоны проводимости и акцепторных вблизи валентной зоны), сужающих эту зону.

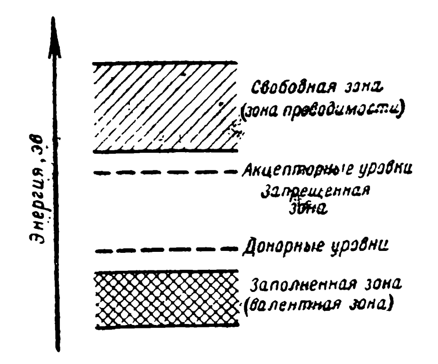


Рис. 29-27. Энергетические зоны полупроводника.

Для получения состояний с инверсной населенностью в полупроводнике могут быть использованы различные переходы электронов: зона — зона, зона — примесь и переходы между уровнями примеси.

Инверсную населенность в полупроводниках можно получать с помощью различных методов возбуждения. Одним из первых был предложен метод возбуждения однородного и чистого полупроводника импульсами электрического поля [Л. 8]. При приложении к полупроводнику сильного электрического поля в нем за счет ударной ионизации образуются неравновесные электроны в зоне проводимости и дырки в валентной зоне, что может привести к возникновению инверсной населенности по отношению к уровням у дна зоны проводимости и потолка валентной зоны. Величина электрического поля, необходимого для образования достаточной концентрации неравновесных носителей, быстро растет с увеличением ширины запрещенной зоны.

Другим методом возбуждения полупроводников является метод оптического возбуждения, аналогичный используемому в лазерах на люминесцентных кристаллах (рубин и др.). Недостатком оптического метода возбуждения с помощью обычных световых источников является то, что они имеют широкий энергетический спектр, наиболее коротковолновые фотоны сильно поглощаются, а длинноволновые имеют энергию, недостаточную для возбуждения. Наилучшие результаты получаются при использовании для возбуждения излучения лазеров (например, рубинового). Недостатком оптического метода возбуждения полупроводников является то, что из-за большого поглощения падающего света возбуждается лишь тонкий слой полупроводника.

В связи с этим большой интерес представляет применение для возбуждения полупроводников электронного пучка. Этот метод позволяет получить инверсную населенность в полупроводниках с различной шириной запрещенной зоны, т. е. получить когерентную генерацию в широком диапазоне волн. Электронные пучки могут иметь энергию, достаточную для возбуждения значительной толщины образца. Однако к. п. д. при возбуждении электронным пучком не может превышать 40% вследствие образования электронно-дырочной лавины, не находящейся в тепловом равновесии с решеткой.

В 1961 г. Н. Г. Басов, О. Н. Крохин и Ю. М. Попов предложили для получения инверсной населенности использовать инжекцию неравновесных носителей тока через p-n переход полупроводникового диода путем приложения к диоду напряжения, создающего ток в прямом направлении (рис. 29-28). Важным преимуществом таких приборов, получивших название инжекционных лазеров, является возможность прямого преобразования электрической энергии в энергию светового излучения. При этом может быть достигнут высокий к. п. д., близкий к 100%.

При инжекции в p-слой электроны начинают распространяться в междуузлиях решетки. Оказываясь вблизи положительных ионов, электроны «захватываются» и занимают «место» недостающего валентного электрона. Этот процесс является упрощенным описанием рекомбинации электронов и дырок. При рекомбинации электрона из валентной зоны с дыркой выделяется энер-

гия в виде кванта света — фотона. Поскольку рекомбинация электронов и дырок происходит в основном в плоскости *p-n* перехода, то свет интенсивно излучается в местах пересечения *p-n* перехода с боковыми гранями кристалла. Активная область, в которой создается излучение, имеет толщину порядка 0,15 *мкм*. При малых токах через диод рекомбинирует только небольшая часть носителей и излучение является некогерентным, спонтанным, широкополосным, ненаправленным.

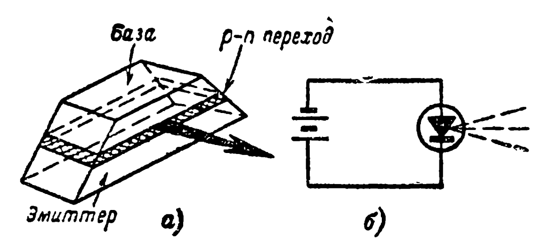


Рис. 29-28. Полупроводниковый ОКГ инжекционного типа.

а — схематическое изображение кристалла; *б*—схематическое изображение полупроводникового ОКГ, включенного в цепь источника тока.

При увеличении плотности тока выше некоторого порогового значения, когда число фотонов, возникающих при рекомбинации, превышает число фотонов, которые поглощаются в веществе диода, излучение становится когерентным, ширина спектра резко уменьшается (излучение становится более монохроматичным), а луч — узким. Для полупроводникового диода из арсенида — фосфида галлия пороговая плотность тока имеет величину порядка 700—20 000 *а/см*^{2} в зависимости от длительности импульса и температуры диода (более низким температурам соответствуют меньшие значения пороговой плотности тока).

Ширина луча в перпендикулярном к плоскости *p-n* перехода направлении по уровню половинной мощности составляет 4—10°.

Для получения лазерного излучения в качестве резонатора используют оптически плоские грани самого кристалла. Такие грани получаются либо полировкой, либо скалыванием вдоль кристаллографических осей. Для исключения излучения в нежелательных направлениях грани, перпендикулярные оси резонатора, делаются непараллельными. Линейные размеры полупроводникового лазера лежат в пределах 0,1—1 *мм*, а объем не превышает 0,5 *мм*^{3}. В качестве исходных материалов для полупроводниковых ОКГ наиболее подходят компаундные полупроводники, состоящие из элементов III и V, а также II и IV групп периодической системы элементов Д. И. Менделеева. В частности, к этим материалам относятся арсенид галлия, арсенид индия и др.

Плотность порогового тока уменьшается с понижением температуры (при 77° $j=10^4$ *а/см*^{3}, при 4,2° $j=6\cdot10^2$ *а/см*^{2}, при комнатной температуре $j\approx10^5$ *а/см*^{2}).

При малых токах ширина спектральной линии излучения составляет 100—200 Å. При пороговом значении тока происходит сужение спектральной линии до 10—20 Å. Минимальная ширина спектральной линии порядка 1 Å. Получено излучение как в импульсном, так и в непрерывном режимах.

Диапазон длин волн полупроводниковых ОКГ простирается от ультрафиолетовой до дальней инфракрасной области спектра.

В полупроводниковых лазерах легко осуществить амплитудную модуляцию в широком диапазоне частот путем изменения величины проходящего через диод тока.

Оптические квантовые генераторы в режиме импульсной добротности (генераторы гигантских импульсов)

Для повышения пиковой мощности импульсов оптического квантового генератора используется режим импульсной добротности (генераторы такого типа называются также генераторами с *управляемой или модулированной добротностью*). В этом режиме в течение оптической накачки генератора внешние зеркала резонатора разделены закрытым оптическим затвором. При закрытом затворе добротность резонатора делается чрезвычайно низкой, генерация из-за отсутствия положительной обратной связи не возникает и на метастабильном уровне происходит накопление атомов активного вещества. В момент, когда инверсия населенности достигает своего наивысшего значения, затвор открывается на короткое время (~30 *нсек*), добротность резонатора становится высокой и происходит быстрый индуцированный переход атомов в основное состояние, в результате чего на выходе лазера появляется мощный короткий импульс когерентного света.

Управление добротностью применяют чаще всего в лазере на рубине. В 1 *см*^{3} розового рубина находится приблизительно 10^{19} атомов хрома. Если считать, что в индуцированном излучении участвует половина атомов, то энергия излучаемого импульса составит 1,5 *дж* на 1 *см*^{3} активного вещества. Длительность импульса определяется временем установления колебаний в рубине и временем переключения добротности резонатора и равняется обычно 10^{-8}—10^{-6} *сек*. Таким образом, выходная импульсная мощность ОКГ, использующего переключение добротности, может составлять 1,5—150 *Мвт* при объеме стержня в 1 *см*^{3}.

Для управления добротностью оптического резонатора могут быть применены различные приборы, в частности, вращающийся внешний отражатель, поляризационные переключатели типа ячейки Керра или Поккельса и др.

На рис. 29-29 изображена система, основанная на вращении одного из отражате-

лей (чаще всего призмы с полным внутренним отражением), образующих резонатор. При этом высокую добротность резонатор будет иметь лишь в течение короткого интервала времени, когда отражатели параллельны с высокой степенью точности. При скоростях вращения порядка 20 000—30 000 *об/мин*, которые легко реализуются на практике, время переключения добротности составляет примерно 10^{-7} *сек*.

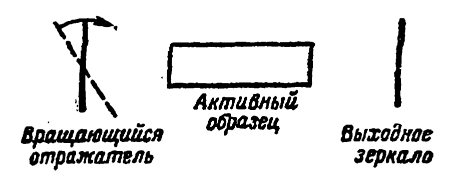


Рис. 29-29. Управление добротностью резонатора путем вращения одного из отражателей.

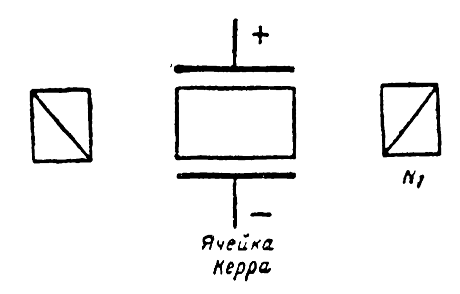


Рис. 29-30. Электрооптический затвор.

Для управления добротностью широкое применение находят различные электро- и магнитооптические затворы, основанные на использовании эффектов Керра, Поккельса, Фарадея. На рис. 29-30 приведена схема, иллюстрирующая принцип действия затвора с ячейкой Керра. Эффект Керра состоит в том, что под действием электрического поля вещество становится в оптическом отношении подобным одноосному кристаллу с оптической осью вдоль направления электрического поля. Поэтому показатели преломления для волны с электрическим вектором, параллельным приложенному полю, и для волны, перпендикулярной поляризации, оказываются различными. Разность хода, приобретенная указанными волнами, пропорциональна квадрату напряженности приложенного поля и длине ячейки. Эффект Керра может проявляться во многих жидкостях и газах, особенно сильно он выражен в нитробензоле. Если, например, длина ячейки с нитробензолом составляет 5 *см*, то для получения разности фаз $\pi/2$ нужно приложить электрическое поле напряженностью 15 000 *в/см*.

В приведенной на рис. 29-30 схеме поляризационные призмы N_1 и N_2 (слева) являются скрещенными, т. е. пропускают свет с взаимно перпендикулярной поляризацией. Главные плоскости поляризаторов составляют с направлением приложенного к ячейке поля угол 45°. Если внешнее электрическое поле отсутствует, то система, образованная двумя поляризаторами и ячейкой Керра, полностью непрозрачна. При наложении поля вещество ячейки становится двоякопреломляющим и свет, выходящий из нее, приобретает эллиптическую поляризацию, так что часть излучения может пройти через оба поляризатора. Если величина приложенного напряжения и длина ячейки выбраны таким образом, что разность хода лучей составляет половину длины волны, то выходящий свет будет иметь *линейную поляризацию*, перпендикулярную первоначальной, и прозрачность системы будет максимальной.

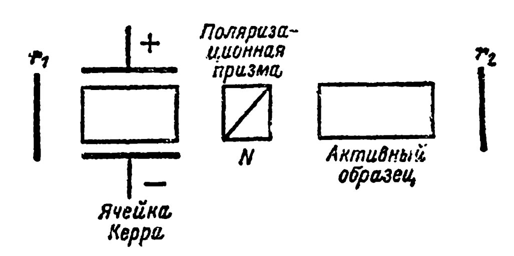


Рис. 29-31. Оптический квантовый генератор с ячейкой Керра.

Обычно используется более простая конструкция электрооптического затвора с одним поляризатором (рис. 29-31). При этом параметры ячейки выбираются такими, чтобы сдвиг фаз составлял π при двукратном прохождении. Тогда затвор будет открыт при отсутствии поля и закрыт при наложении его. При использовании в качестве активной среды рубиновых стержней, генерирующих линейно поляризованное излучение, поляризатор в схеме на рис. 29-31 может быть исключен.

Достоинством электрооптических затворов с ячейкой Керра является малое время переключения, которое может составлять единицы наносекунд. Однако этот способ модуляции добротности обладает и недостатками: требуется очень высокое рабочее напряжение и крутой фронт нарастания импульса, настройка всего устройства затруднительна.

Среди различных способов управления добротностью оптического резонатора особый интерес представляет использование так называемых пассивных затворов, прозрачность которых меняется под действием светового излучения. Применение этих затворов значительно упрощает конструкцию генератора, поскольку отпадает необходимость в использовании управляющих и синхронизирующих систем, и позволяет получить параметры выходного импульса, близкие к предельным, т. е. соответствующие случаю мгновенного включения добротности. К достоинству пассивных затворов относится также то, что они осуществляют необходимую селекцию типов колебаний, что приводит к сужению спектра излучения.

В качестве веществ для пассивных затворов используются, например, жидкие растворы крипто- и фталоцианина, различные типы стекол.

Принцип действия пассивных затворов можно пояснить следующим образом. Введение в резонатор пассивной ячейки, обладающей резонансными потерями, приводит к увеличению порогового уровня накачки, в результате чего к моменту начала генерации на метастабильном уровне накапливается значительное число активных атомов. При возникновении генерации лазерное излучение, проходящее через ячейку, резко уменьшает ее потери, и запасенная энергия излучается в виде мощного импульса. Рубиновые лазеры с жидкостными затворами генерируют импульсы излучения длительностью порядка 10^{-8} *сек* с энергией до нескольких джоулей. Все типы генераторов с управляемой добротностью имеют меньшую энергию в импульсе и более низкий к. п. д. (0,1—0,3%), нежели генераторы в режиме свободной генерации. Это объясняется тем, что при закрытом затворе активные атомы накапливаются в метастабильном состоянии. При этом поглощение энергии накачки в кристалле резко уменьшается и значительная ее часть рассеивается вне рабочего элемента; кроме того, неоднородности рубинового кристалла при больших пиковых мощностях в большей степени поглощают и рассеивают возникающее излучение.

Сопоставление различных типов ОКГ

Каждый из рассмотренных выше типов ОКГ обладает специфическими свойствами и показателями, по которым он резко отличается от других типов квантовых генераторов. Газовые ОКГ являются лучшими по монохроматичности и когерентности излучения, твердотельные — по энергии и импульсной мощности, полупроводниковые — по к. п. д. В настоящее время трудно ожидать, что будет создан генератор, соединяющий в себе достоинства отдельных типов ОКГ. Сравнительные данные различных типов ОКГ приведены в табл. 29-1, а основные технические данные серийно выпускаемых или лабораторных образцов ОКГ приведены в табл. 29-2.

Благодаря использованию разнообразных методов возбуждения и видов переходов удалось разработать большое количество видов лазеров. В настоящее время получена генерация в диапазоне длин волн от 0,23 до 538 *мкм*, т. е. от ультрафиолетового до дальнего инфракрасного участков спектра [Л. 30].

Одной из важнейших задач лазерной техники является расширение набора частот, перекрываемых генераторами когерентных колебаний. Определенные успехи в расширении диапазона когерентных оптических колебаний были достигнуты средствами нелинейной оптики, занимающейся исследованием нелинейных эффектов, возникающих при воздействии мощных оптических излучений на вещество. Таким путем была получена генерация гармоник и изучены разного рода комбинационные явления, приводящие к преобразованию частоты. Для многих применений ОКГ чрезвычайно важно иметь возможность плавно перестраивать частоту излучения. Такая возможность открывается при использовании **параметрических генераторов света**.

Принцип действия параметрических генераторов основан на явлении параметрического взаимодействия световых волн в оптически прозрачной нелинейной среде. Так, энергия мощной световой волны (накачка) с частотой $\omega_н$ может передаваться слабым колебаниям на частотах ω_1 и ω_2, удовлетворяющих соотношению $\omega_н=\omega_1+\omega_2$.

Таким образом, среда, обладающая определенными свойствами, является усилителем волн на частотах ω_1 и ω_2. Если на пути этих волн поставить зеркала таким образом, чтобы соответствующие оптические резонаторы резонировали на частотах ω_1 и ω_2,

Таблица 29-1

Тип ОКГ	Достоинства	Недостатки
На твердом теле	Большая энергия; большая импульсная мощность; возможность получения очень малых длительностей импульса излучения	Малый к. п. д., трудность реализации режима непрерывной генерации, небольшая частота повторения импульсов
Газовые	Высокая монохроматичность; стабильность частоты; возможность работы как в непрерывном, так и в импульсном режиме с большой частотой повторения; малый угол расхождения пучка	Малый к. п. д., небольшая мощность (кроме молекулярных); большие габариты
Полупроводниковые	Высокий к. п. д.; компактность, легкость осуществления модуляции	Необходимость охлаждения; широкий спектр выходного излучения; большой угол расхождения пучка

Таблица 29-2

Наименование ОКГ	Длина волны излучения, Å	Режим работы	Мощность излучения, *вт*	Диаметр пучка на выходе ОКГ, *мм*	Плоский угол расхождения, *угл. мин*	Температура активного вещества	К. п. д., %
Газовый:							
на смеси He—Ne типа ЛГ-34	6 328 11 530	Непрерывный	$(3-5)\cdot10^{-3}$	6	6—10	Комнатная	0,01
на смеси He—Ne типа ЛГ-75	6 328		$(5-15)\cdot10^{-3}$	6	6—10	—	—
на аргоне	5 000	Непрерывный	$25\cdot10^{-3}$	6	10	Комнатная	0,01
		Непрерывный	До 50	3	5	Комнатная, охлаждение водой	0,01
на смеси CO_2 и N_2	106 000	Непрерывный	До 10^4	20—80	1—10	Комнатная, охлаждение водой	10—20
на азоте	3 370	Импульсный, 10 *гц*,	$200\cdot10^3$	6	2—10	Комнатная	Очень малый
Твердотельный:							
рубиновый, без модуляции добротности	6 943	Импульсный, 0,5 *мсек*	10^3-10^4	6	25	Комнатная	0,1
на стекле с неодимом типа ГСИ-1	10 600	Импульсный, 10^{-3} *сек*	10^5	8×45	30	Комнатная	0,1
Полупроводниковый:							
на арсениде галлия типа «Луч-3»	8 400	Импульсный, 2—3 *мксек*	10	—	—	77° К	Несколько десятков

то в среде возможно самовозбуждение колебаний на этих частотах. Чрезвычайно важным здесь является то обстоятельство, что при фиксированной частоте накачки частоты ω_1 и ω_2 могут быть любыми. Таким образом, использование параметрических взаимодействий позволяет в принципе преобразовать когерентные колебания на фиксированной частоте (например, лазера на рубине или на стекле, активированном неодимом, и др.) в когерентные же колебания с перестраиваемой частотой.

В качестве среды для параметрических генераторов используются кристаллы дигидрофосфата калия (KH_2PO_4) и ниобата лития ($LiNbO_3$). Перестройка генерируемых частот производится вращением кристалла, наложением статического электрического поля, изменением температуры. Следует отметить, что в сильном поле накачки взаимодействовать могут не только световые волны, но и световые волны с акустическими волнами, световые волны со спиновыми волнами и т. п.

Для достижения порога параметрического возбуждения необходим поток мощности в несколько мегаватт на квадратный сантиметр, что легко достижимо в современной лазерной технике. Коэффициент полезного действия параметрических генераторов составляет примерно 0,1%.

Оптические резонаторы

Для того чтобы активное вещество давало высоконаправленное излучение, его помещают в о п т и ч е с к и й р е з о н а т о р, который представляет в простейшем случае полость, ограниченную двумя плоскими параллельными зеркалами (интерферометр Фабри-Перо). Идея использования такого резонатора в оптических квантовых генераторах была впервые высказана А. М. Прохоровым.

Оптический резонатор может быть образован также зеркальными покрытиями, нанесенными на торцовые параллельные грани стержня активного вещества.

Основная особенность оптических резонаторов заключается в том, что размеры их значительно больше длины волны, в результате чего происходит одновременное возбуждение большого числа собственных колебаний резонатора, что существенно ухудшает выходные параметры оптических генераторов (монохроматичность, мощность излучения и др.).

С о б с т в е н н ы е т и п ы к о л е б а н и й, называемые также модами, могут быть получены в результате решения граничной электродинамической задачи. Приближенно возможные типы собственных колебаний могут быть рассмотрены по аналогии

с собственными колебаниями прямоугольной плоскости с идеально проводящими стенками (рис. 29-32). Длина волны собственных колебаний в такой системе определяется известным выражением

$$\frac{1}{\lambda_{mnq}} = \sqrt{\left(\frac{m}{2D}\right)^2 + \left(\frac{n}{2D}\right)^2 + \left(\frac{q}{2L}\right)^2}, \quad (29\text{-}22)$$

где m, n, q — целые числа.

Целочисленные значения индексов m, n, q определяют число полуволн, которое укладывается в резонаторе по осям x, y, z соответственно. В рассматриваемом резонаторе при отсутствии потерь раздельно существуют электрические (E_{mnq}) и магнитные (H_{mnq}) типы колебаний.

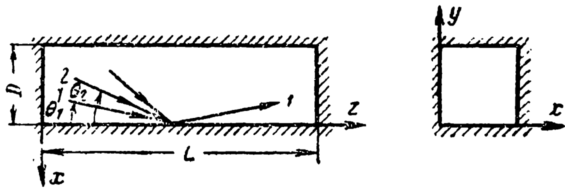


Рис. 29-32. Резонатор с идеально проводящими стенками.

В теории открытых резонаторов принимается следующая терминология. Собственные колебания, отличающиеся друг от друга числом q полуволн, укладывающихся по длине резонатора, называют **продольными** (или осевыми) типами колебаний или **модами**. Типы же колебаний, фиксируемые целыми числами m и n и характеризуемые определенной структурой поля в поперечном сечении резонатора, называют **поперечными колебаниями**. Каждому поперечному колебанию соответствует множество продольных, имеющих различные q.

Резонансные частоты продольных мод определяются формулой

$$f_q = q\frac{c}{2Ln}, \quad q = 1, 2, 3\ldots \quad (29\text{-}23)$$

и соответственно длина волны q-го колебания в среде

$$\lambda_q = \frac{2L}{q},$$

где c — скорость света, n — показатель преломления среды, заполняющей резонатор. Частотный интервал между соседними типами продольных колебаний

$$\Delta f = f_q - f_{q-1} = \frac{c}{2Ln}$$

или в длинах волн $\Delta\lambda = \lambda/q$.

Поскольку длина резонатора составляет обычно 5—50 *см*, то легко видеть, что при $\lambda = 10^{-4}$ *см* число q будет очень большим, 10^5—10^6, и соседние типы колебаний располагаются по частоте близко друг от друга.

Поперечные колебания можно рассматривать как результаты сложения плоских волн, распространяющихся под определенными углами к оси резонатора. Так, если плоская волна расположена под углом Θ к оси резонатора в плоскости xz (колебания E_{m0q}, H_{m0q}, $n=0$), то из граничных условий получается соотношение

$$k\sin\Theta_m = \frac{m\pi}{D} \text{ или } \sin\Theta_m = m\frac{\lambda}{2D},$$

где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число.

Следовательно, первый тип (например, H_{10q}) образуется плоскими волнами, распространяющимися под углом $\Theta_1 = \lambda/2D$ *рад* к оси резонатора, для второго поперечного типа колебаний (например, H_{20q}) этот угол будет равен $\Theta_2 = 2\frac{\lambda}{2D}$, *рад* и т. д. Таким образом, угловое расстояние между соседними поперечными типами колебаний будет равно:

$$\Delta\Theta = \Theta_m - \Theta_{m-1} = \frac{\lambda}{2D} \text{ [рад]}.$$

Например, при $\lambda \approx 10^{-4}$ *см*, $D \approx 0{,}5$ *см*, $\Delta\Theta \approx 20''$.

Поперечные колебания характеризуют распределения поля на поверхности зеркал. Их обычно обозначают как колебания типа TEM_{mn}. На рис. 29-33, *а* изображена конфигурация поля простейших поперечных типов колебаний для плоских зеркал. На каждое поперечное колебание приходится ряд типов продольных колебаний, отличающихся числом полуволн, укладывающихся на длине резонатора. Это число q является третьим индексом в обозначении каждого типа колебаний TEM_{mnq}. На рис. 29-33, *б* приведена фотография структуры поля для нескольких типов поперечных колебаний TEM_{mn} оптического квантового генератора.

Зная распределение поля на зеркалах, можно рассчитать диаграмму направленности излучения ОКГ, так как распределение поля (амплитуд и фаз) в дальней зоне излучения связано преобразованием Фурье с распределением поля на излучателе.

В случае, если возбуждается один низший поперечный тип колебаний, полный угол расхождения пучка в дальней зоне будет соответствовать дифракционному пределу $\Theta \approx \lambda/D$, *рад*.

Для оценки качества оптического резонатора (по аналогии с резонаторами, предназначенными для использования в СВЧ диапазоне) пользуются понятием добротности резонатора

$$Q = 2\pi\frac{\text{энергия, запасенная в резонаторе}}{\text{энергия, теряемая за период}}.$$

Добротность резонатора Фабри-Перо для продольных типов колебаний равна:

$$Q = \frac{Ln\omega}{c(1-r)} = \frac{2\pi L}{\lambda(1-r)}, \quad (29\text{-}24)$$

где r — коэффициент отражения зеркал, n — коэффициент преломления среды, за-

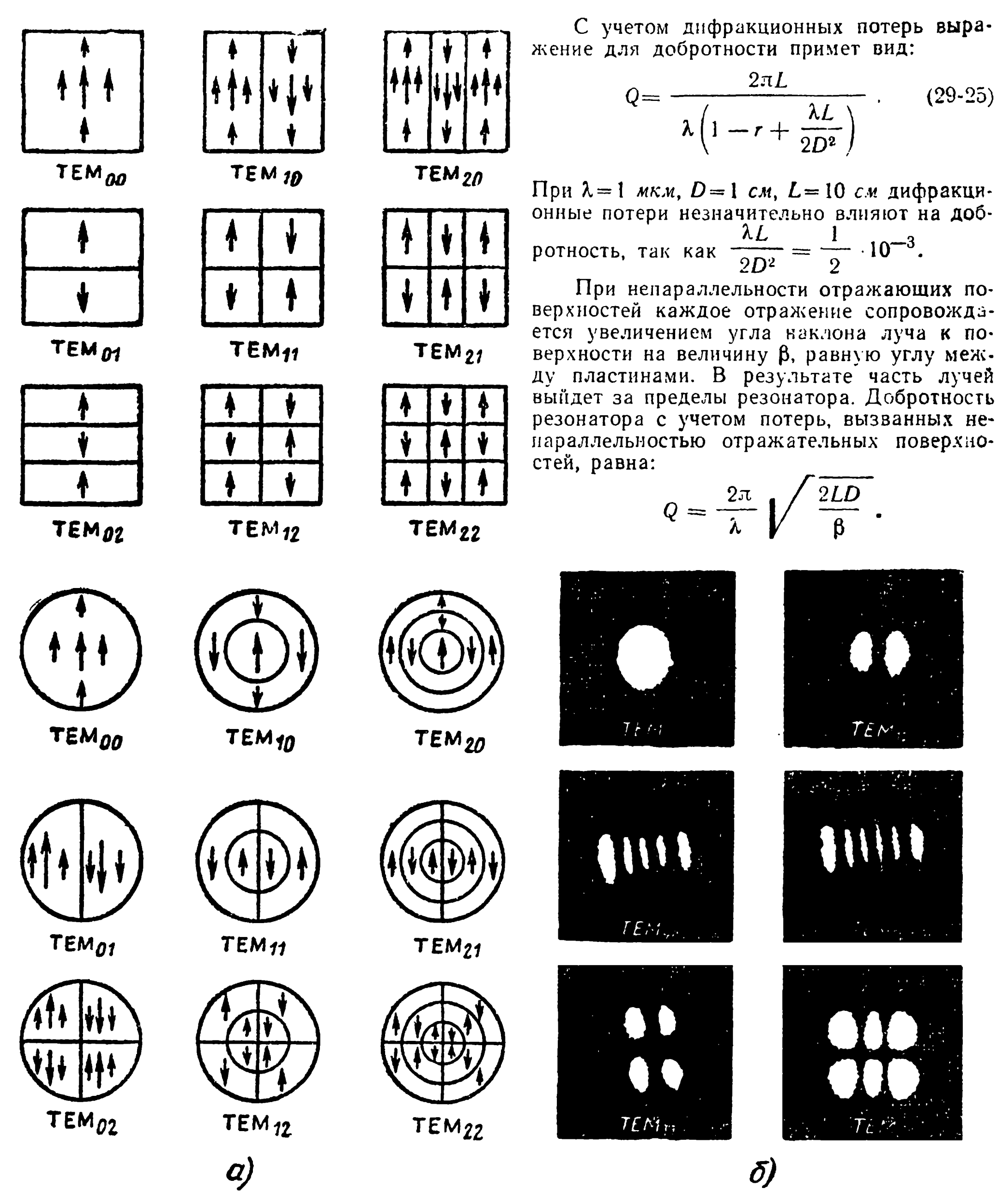


Рис. 29-33. Структура электрического поля.

а — простейшие типы колебаний для квадратных и круглых зеркал; *б* — фотография структуры поля нескольких типов поперечных колебаний.

полняющей резонатор. Для $r=0{,}5$, $\lambda=1$ *мкм*, $L=10$ *см* получим $Q\approx 10^6$. В приведенном выражении учтены только потери на отражение. В резонаторах, кроме того, имеются дифракционные потери, обусловленные конечными размерами отражающих поверхностей и их непараллельностью, а также потери на рассеяние света, вызываемые внутренними дефектами активного вещества.

С учетом дифракционных потерь выражение для добротности примет вид:

$$Q=\frac{2\pi L}{\lambda\left(1-r+\dfrac{\lambda L}{2D^2}\right)}. \qquad (29\text{-}25)$$

При $\lambda=1$ *мкм*, $D=1$ *см*, $L=10$ *см* дифракционные потери незначительно влияют на добротность, так как $\dfrac{\lambda L}{2D^2}=\dfrac{1}{2}\cdot 10^{-3}$.

При непараллельности отражающих поверхностей каждое отражение сопровождается увеличением угла наклона луча к поверхности на величину β, равную углу между пластинами. В результате часть лучей выйдет за пределы резонатора. Добротность резонатора с учетом потерь, вызванных непараллельностью отражательных поверхностей, равна:

$$Q=\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\frac{2LD}{\beta}}.$$

Чтобы получить заданное Q, угол между отражательными поверхностями должен быть:

$$\beta<\frac{2D(1-r)^2}{L},$$

что определяет требуемую точность выдерживания параллельности зеркал.

Величина Q возрастает с увеличением расстояния L между зеркалами, но не без-

гранично, а до тех пор, пока дифракционные потери не станут равными потерям на отражение. При дальнейшем возрастании L добротность уменьшается.

Потери в резонаторе с плоскопараллельными пластинами достаточно малы, но требуется тщательная юстировка зеркал. В связи с этим чаще применяется резонатор, образованный двумя одинаковыми сферическими зеркалами, находящимися друг от друга на расстоянии, равном радиусу кривизны. Фокусное расстояние сферического зеркала равно половине его радиуса кривизны, фокусы зеркал совпадают и потому подобные резонаторы называются **конфокальными**. В конфокальном резонаторе нет необходимости в строгой параллельности зеркал. Однако точно должно быть выдержано расстояние между сферическими зеркалами.

Спектр излучения ОКГ

Спектр излучения ОКГ формируется в результате сложного взаимодействия активного вещества и колебательной системы (резонатора). Рассмотрим основные факторы, определяющие спектр излучения ОКГ. Прежде всего рабочий переход активного вещества характеризуется естественной шириной линии (контура), определяемой спонтанным излучением (рис. 29-34). В реальных условиях за счет различных факторов (эффект Допплера, соударения между атомами и молекулами, соударения со стенками и др.) контур линии уширяется. В пределах уширенной линии размещаются резонансные линии резонатора, число которых определяется шириной контура перехода и расстоянием между соседними пиками. Расстояние между резонансными частотами

$$\Delta f = \frac{c}{2L}.$$

Для метрового резонатора газового ОКГ эта величина составляет примерно $\frac{3\cdot 10^{10}}{2\cdot 10^2} = 150$ *Мгц*.

Как правило, ширина контура рабочего перехода гораздо больше, чем расстояние между соседними частотами резонатора, поэтому спектр излучения будет состоять из нескольких резонансных частот. При этом линии излучения будут располагаться лишь в той части контура линии излучения, где усиление больше потерь (рис. 29-34). Ширина резонансного пика определяется добротностью резонатора

$$\Delta f_p = \frac{f}{Q} = \frac{\alpha c}{2\pi L}, \qquad (29\text{-}26)$$

где $\alpha = 1 - r$ (при малости дифракционных потерь). При $1 - r = 0{,}01$

$$\Delta f_p = \frac{0{,}01\cdot 3\cdot 10^{10}}{2\pi\cdot 10^2} \approx 0{,}5 \text{ Мгц}.$$

В результате того, что наибольшее усиление активной среды получается в центре пика резонатора, спектральная линия излучения также располагается в этом центре и имеет теоретическую ширину [Л. 30]

$$\Delta f_т \approx \frac{8\pi h f}{P}\Delta f_p^2, \qquad (29\text{-}27)$$

где P — мощность излучения на данной линии. Для $P = 1$ *мвт* $\Delta f_p = 10^6$ *гц* и $\lambda = 1$ *мкм*, $\Delta f_т = 10^{-3}$ *гц*.

Относительная ширина линии в этом примере

$$\frac{\Delta f_т}{f} = 3\cdot 10^{-17}.$$

Поскольку частота излучения определяется длиной резонатора, то ширина линии будет равна $\Delta f_т$, если выдерживать постоянство

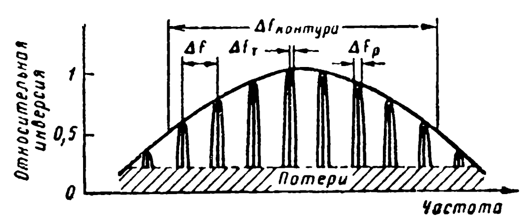


Рис. 29-34. Спектр излучения ОКГ.

длины резонатора с точностью $\Delta L/L = \Delta f_т/f$. Поскольку из-за механических и температурных нестабильностей такую стабильность длины резонатора выдержать практически невозможно, то действительная ширина спектра каждой линии на несколько порядков больше предельно достижимой. Таким образом, если не принято специальных мер для выделения одной продольной моды колебаний, спектр изучения состоит из серии эквидистантных, сравнительно узких спектральных линий, расположенных внутри контура линии рабочего перехода.

Селекция колебаний в оптических резонаторах

Для многих научных и практических целей необходимо, чтобы оптический квантовый генератор излучал колебания низшего поперечного типа TEM_{00q} и «одной частоты», соответствующей фиксированному значению q. Это определяется тем, что многомодовый режим работы ОКГ значительно ухудшает когерентность и монохроматичность излучения, искажает и расширяет диаграмму направленности. В связи с этим принимаются специальные меры подавления нежелательных колебаний высших порядков. При подавлении колебаний высших порядков внешняя энергия преобразуется в основной тип колебаний и, хотя общая энергия не увеличивается, мощность, сосредоточенная в одном типе колебаний, возрастает.

Различают методы селекции поперечных колебаний, позволяющие осуществить возбуждение лишь одного поперечного типа колебаний, и методы селекции продольных колебаний, позволяющие получить «одноча-

стотный» режим, т. е. осуществить возбуждение лишь одного продольного типа колебаний.

Подавление нежелательных типов поперечных колебаний достигается созданием в оптическом резонаторе условий, при которых дифракционные потери для колебаний высших порядков становятся больше, чем для колебаний основного типа TEM_{00q}.

Это можно осуществить либо подбором специальной конфигурации резонатора, либо введением в резонатор оптических элементов (линз, диафрагм). Первый способ реализуется в резонаторе, образованном плоским и сферическим зеркалами. Расчет и эксперименты показывают, что при расстояниях L между зеркалами, значительно меньших радиуса кривизны R сферического зеркала, добротность резонатора для всех типов колебаний примерно одинакова. Однако с увеличением длины резонатора дифракционные потери быстро растут, а добротность для разных типов колебаний уменьшается в различной степени. При длине резонатора $L \approx R$ добротность для основного типа колебаний TEM_{00q} становится значительно выше, чем для колебаний более высоких порядков, что позволяет осуществить эффективную селекцию типов колебаний.

Другой метод подавления высших типов колебаний основан на введении внутрь резонатора специальной диафрагмы. Распределение поля в плоскости поперечного сечения резонатора таково, что основной тип TEM_{00q} концентрируется вблизи оси резонатора, а поля других типов TEM_{11q}, TEM_{20q}, TEM_{10q} и т. д. простираются от оси тем дальше, чем более высоким порядкам они соответствуют. Поэтому введение в резонатор диафрагмы с отверстием, расположенным вблизи оси резонатора, будет увеличивать потери высших типов колебаний. Подбором размера отверстия диафрагмы можно добиться подавления всех типов колебаний, кроме основного. Однако при этом и для низшего типа колебаний вносятся значительные потери, что приводит к уменьшению выходной мощности генератора.

Способ селекции при помощи диафрагмы может быть улучшен введением в резонатор системы из двух линз. Диафрагма располагается между линзами в их фокальной плоскости (рис. 29-35). Размер диафрагмы выбирается равным величине фокального пятна линзы при падении на нее пучка лучей с дифракционной расходимостью, определяемой диаметром активного образца. В ОКГ с такой селекцией достигается увеличение мощности колебаний основного типа за счет перераспределения мощности при подавлении колебаний высших типов.

Возможен также метод селекции поперечных типов колебаний, в котором коэффициент отражения различных участков резонатора подбирается в соответствии с конфигурацией поля требуемого типа колебаний.

Заметим, что одномодовый (или одно-типовый) режим генерации, при котором возбуждается один низший тип поперечных колебаний, позволяет получить в дальней зоне предельно узкую диаграмму излучения, ширина которой соответствует дифракционному пределу ($\Theta \approx \lambda/D$, *рад*).

Собственные частоты оптического резонатора, соответствующие различным продольным типам колебаний, образуют спектр из эквидистантных линий, отстоящих друг от друга на расстоянии $c/2L$. Количество

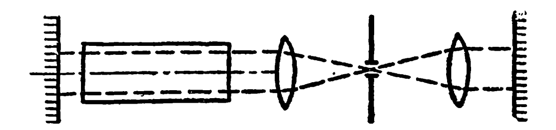


Рис. 29-35. Селекция типов колебаний с помощью двух линз и диафрагмы.

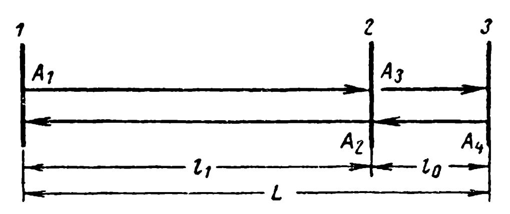


Рис. 29-36. Система связанных резонаторов из трех зеркал.

возбуждающихся в ОКГ продольных типов колебаний определяется шириной линии люминесценции активного вещества и длиной резонатора. Укорачивая резонатор, можно уменьшить число генерируемых типов колебаний. Однако при этом приходится уменьшить длину активного образца, что приводит к уменьшению мощности излучения.

Один из наиболее эффективных методов селекции продольных типов колебаний основан на использовании системы связанных резонаторов. Подбором длин резонаторов и коэффициента связи между ними можно добиться селективного возбуждения одного продольного типа колебаний, подавив или существенно ослабив все остальные. Простейшим примером подобного селектора является система из трех зеркал (рис. 29-36), в которой достигается наибольшее усиление колебаний с частотами, соответствующими совпадающим собственным частотам обоих резонаторов. При подборе расстояний между зеркалами с точностью до долей волны и соответствующем выборе коэффициентов отражения зеркал в гелий-неоновом ОКГ удается реализовать практически одночастотный режим работы.

Иногда для селекции типа колебаний в резонатор вводят наклонные прозрачные плоскопараллельные пластины с нанесенными на них частично отражающими покрытиями. Такие пластины представляют собой резонаторы, у которых собственные частоты продольных колебаний разделены значительно бо́льшими интервалами, чем у основного резонатора. Поэтому из всех продольных типов колебаний, возможных в резона-

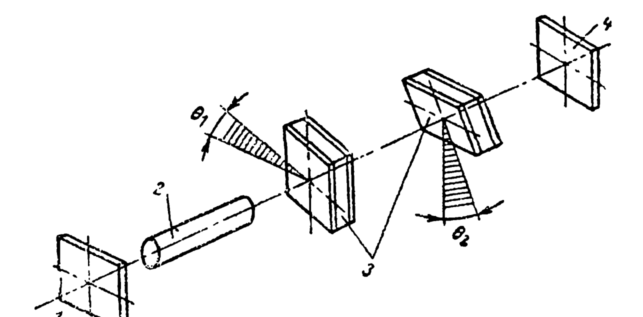


Рис. 29-37. Схема селекции типов колебаний с помощью фильтров, расположенных внутри разонатора.

1 и 4 — зеркала резонатора; 2 — рубиновый кристалл; 3 — фильтры.

горе, пластины пропускают лишь те типы колебаний, частоты которых совпадают с их собственными частотами, т. е. такие системы являются ф и л ь т р а м и. Пластины располагаются под некоторыми углами к оси резонатора в двух взаимно перпендикулярных плоскостях (рис. 29-37). При этом одновременно осуществляется подавление также и поперечных типов колебаний, частоты которых не удовлетворяют условиям прохождения их через фильтр. Экспериментальное исследование селекции колебаний в подобной системе в резонаторе рубинового генератора дает следующие результаты [Л. 2]. Пластины толщиной от 3 до 29 *мм* располагались под углами примерно 2° к оси резонатора. Коэффициент отражения нанесенных на них зеркальных покрытий составлял 70—90%. При этом из 160 типов продольных колебаний, лежащих в полосе люминесценции рубина шириной 330 *Гц*, удалось выделить четыре частоты, отстоящие друг от друга на 319 *Мгц*. При этом угол расходимости излучения был уменьшен до дифракционной величины в $1{,}5 \cdot 10^{-4}$ *рад* (~30″).

29-7. МОДУЛЯЦИЯ ИЗЛУЧЕНИЯ ОКГ

Возможность использования принципиальных преимуществ оптического диапазона во многом зависит от создания достаточно эффективных и сравнительно несложных устройств для модуляции излучения ОКГ. Для видимого и ближнего инфракрасного участков оптического диапазона (частота 10^{14}—$8 \cdot 10^{14}$ *гц*) принципиально возможны полосы частот модуляции с верхним пределом 10^{11}—10^{12} *гц*. Основными требованиями, предъявляемыми к модуляторам ОКГ, являются широкополосность, линейность модуляционной характеристики, большой динамический диапазон и экономичность.

В зависимости от параметра колебаний, подвергаемого изменению, при модуляции различают амплитудную, частотную, фазовую и поляризационную модуляции. Наиболее широкое применение из-за относительной простоты реализации находит амплитудная модуляция.

Модулирующие устройства оптического диапазона делятся на два класса: внешние и внутренние (соответственно называют и модуляцию внешней и внутренней).

Внешняя модуляция связана с модуляцией уже сформированного луча, покинувшего источник излучения: внутренняя — с непосредственным воздействием на источник излучения, т. е., по существу, является управлением процессов генерирования ОКГ.

При внешней модуляции луч лазера перед выходом в свободное пространство пропускается через специальную среду (твердую, жидкую или газообразную), параметры которой изменяются под действием модулирующего сигнала. Модуляция может быть осуществлена, если изменяется хотя бы один из следующих параметров среды: длина пути луча в среде l, коэффициент поглощения $\varkappa$ и коэффициент преломления среды n.

Существует ряд физических эффектов, которые позволяют управлять величиной коэффициента преломления среды. Наибольшее значение среди них имеют электрооптические эффекты, связанные с зависимостью коэффициентов преломления от напряженности приложенного к среде электрического поля E. Различают линейный электрооптический эффект, известный под названием эффекта Поккельса, когда коэффициент преломления линейно зависит от E, и квадратичный электрооптический эффект или эффект Керра.

Для изменения коэффициента преломления можно использовать также магнитооптический эффект Фарадея — зависимость n от напряженности магнитного поля H.

Искусственно вызываемые упругие напряжения также могут быть использованы для изменения показателя преломления. Создание в среде контролируемых упругих напряжений можно осуществить с помощью ультразвукового поля или пьезоэффекта. Помимо перечисленных эффектов, к изменению показателя преломления могут привести температурные колебания и изменения давления газовой среды. Однако эти явления практически не используются из-за большой инерционности.

Управление параметрами l и n приводит также к фазовой модуляции излучения, а параметром $\varkappa$ — к чисто амплитудной.

Последняя возможность широко используется в полупроводниковых модуляторах. Наибольшее распространение в настоящее время получили электрооптические модуляторы. Переход от фазовой модуляции, непосредственно получаемой в таких модуляторах, к амплитудной или частотной осуществляется с помощью пассивного преобразователя, в качестве которого можно использовать двухлучевой или многолучевой дифракционный и интерференционный оптический прибор.

Помимо упомянутых методов модуляции, можно также использовать эффекты, связанные с расщеплением спектральных линий под действием магнитного и электрического полей (эффекты Зеемана и Штарка). Однако при этом требуются слишком большие управляющие напряжения.

Внутренняя модуляция в лазерах связана с воздействием модулирующего сигнала на процесс генерации. При этом воздействие осуществляется либо на накачку, либо на параметры оптического резонатора лазера — его оптическую длину, добротность или величину обратной связи. Любой фазовый модулятор, помещенный в резонатор лазера, способен управлять оптическими размерами резонатора, любой амплитудный модулятор — добротностью.

Для внутренней амплитудной модуляции в настоящее время чаще всего используются следующие способы: модуляция лазера по накачке, модуляция добротности резонатора лазера, модуляция с использованием эффектов Керра и Поккельса. Весьма перспективной является модуляция полупроводниковых лазеров по току питания.

В газовых ОКГ, работающих на смеси гелий — неон, модуляция по накачке может производиться путем изменения амплитуды радиочастотного поля, возбуждающего разряд в газовой смеси. При изменении мощности накачки от пороговых до оптимальных значений осуществляется модуляция интенсивности оптического излучения. Опыт показал, что неискаженная модуляция наблюдается только в тех случаях, когда модулируется небольшая часть мощности генератора накачки (примерно от 10 до 20 *вт*).

Иногда внутренняя модуляция сопровождается нежелательными явлениями. Так, при изменении мощности накачки полупроводниковых диодных лазеров меняется и ширина спектральной линии. Например, при температуре диода 77° К ширина спектральной линии меняется от 175 Å (при токе 150 *ма*) до 30 Å (при токе 190 *ма*).

Наиболее перспективным в настоящее время считается модулятор, в основе работы которого лежит использование эффекта Поккельса.

В ячейках Поккельса чаще всего применяют следующие кристаллы: дигидрофосфат калия KH_2PO_4 (сокращенно КДР) и дигидрофосфат аммония $NH_4H_2PO_4$ (сокращенно АДР), причем наиболее перспективными считают кристаллы КДР. На рис. 29-38 представлен модулятор, использующий эффект Поккельса.

Луч лазера падает нормально к поверхности поляризатора. Световой луч, входящий в кристалл КДР после поляризатора, плоско поляризован. При наложении в определенном направлении на кристалл электрического поля луч на выходе кристалла приобретает эллиптическую поляризацию.

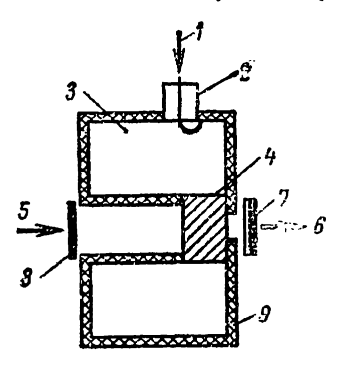


Рис. 29-38. Схема модулятора, использующего эффект Поккельса.

1 — модулирующий сигнал; *2* — коаксиальный кабель; *3* — воздух; *4*—пьезоэлектрический кристалл; *5* — световой луч до модуляции; *6* — световой луч после модуляции; *7* — анализатор; *8* — поляризатор; *9* — резонатор.

Оси эллипса изменяются в соответствии с изменением напряжения модуляции. При этом вектор поляризации прошедшего через кристалл света поворачивается. После кристалла поляризованный луч света попадает на анализатор. В зависимости от ориентации вектора поляризации та или иная часть света пройдет через анализатор. При вращении вектора поляризации, зависящем от модулирующего напряжения, возникает амплитудная модуляция излучения ОКГ. В качестве поляризаторов и анализаторов могут быть использованы обычные поляроиды, призмы Николя и другие элементы. Для большей эффективности модуляции кристалл КДР или АДР размещается в объемном резонаторе. Кристалл КДР является прозрачным в диапазоне 4 000—13 000 Å, что и определяет значения световых модулируемых частот. Возможный электрооптический эффект согласно теоретическим исследованиям ограничивается частотой модуляции ~6 000 *Ггц*. Поэтому имеется возможность повысить значения модулирующих частот по сравнению с применяемым в настоящее время диапазоном 10 *Ггц*. Однако следует иметь в виду, что с повышением частоты модуляции эффективность модуляции падает из-за разогрева кристалла СВЧ полем. Приведем примерные параметры исследованных модуляторов. На кристалле АДР: при резонансной частоте объемного резонатора (т. е. поднесущей частоте) 850 *Мгц* получены полоса частот модуляции 2 *Мгц*, коэффициент модуляции 30%, входная мощ-

ность 8 *вт*, размеры модулятора 1,9×8,9 *см*. На кристалле КДР: резонансная частота 10 *Ггц*, полоса модуляции 20 *Мгц*, мощность, потребляемая устройством, 50 *вт*.

Основным достоинством модуляторов, в которых используется эффект Поккельса, является линейная зависимость сдвига фаз между обыкновенными и необыкновенными лучами от приложенного напряжения, в результате чего для модуляции на высокой частоте требуется меньшая мощность, чем для модулятора, работающего с использованием квадратичного эффекта Керра. Недостатками рассмотренных электрооптических модуляторов являются значительные потери, большая подводимая мощность, большая сосредоточенная емкость устройства, ограничивающая ширину полосы частот модуляции, ограниченная длина взаимодействия светового излучения с СВЧ сигналом. В целях получения наиболее широких полос модуляции построены электрооптические модуляторы типа бегущей волны. В таких модуляторах кристалл КДР помещается в полосковом волноводе, в котором распространяются световая и модулирующая СВЧ волны. В результате изменения скорости распространения света в кристалле под влиянием модулирующего сигнала осуществляется фазовая модуляция излучения лазера. Высшая частота модуляции такого устройства определяется потерями на излучение или появлением высших типов волн в линии передачи. Полоса частот модуляции может составлять несколько гигагерц. Потребляемая мощность примерно 10 *вт*.

29-8. СПОСОБЫ ПРИЕМА ИЗЛУЧЕНИЙ ОКГ

Способы построения приемников оптического диапазона

Несмотря на общность физической природы радио и оптических излучений, большое количественное различие в частоте (10^4—10^5 раз) приводит к невозможности прямого использования в оптическом диапазоне многих привычных для радиоспециалиста представлений.

Можно отметить два существенных обстоятельства, которые влияют как на конструктивное выполнение, так и на характеристики приемных устройств оптического диапазона:

1) размеры излучающих и воспринимающих энергию элементов значительно превышают длину волны λ;

2) энергия фотона hf при «нормальных» температурах $\sim 300°$ К значительно превышает спектральную плотность теплового шума kT.

Первое обстоятельство в значительной мере влияет на построение излучающих элементов («антенн»), световодов («волноводов»), резонаторов, способы сопряжения антенн с приемниками и т. д. С большими электрическими размерами элементов аппаратуры приходится сталкиваться уже в коротковолновой части СВЧ диапазона. Однако там удается выполнить устройства с одним типом волны. В оптическом диапазоне создание устройств с одним типом волны является трудноразрешимой задачей.

Малость длины волны предъявляет весьма жесткие требования к точности выполнения и поддержания (при изменении температуры и других внешних условий) геометрических размеров отдельных элементов приемо-передающих трактов (оптических систем, резонаторов и т. д.).

Ряд особенностей зависит также от того, что на оптических частотах антенны (линзы, зеркала) сопрягаются не с точечными, а с площадными приемниками. Как преобразование, так и детектирование сигналов осуществляется на некоторой поверхности (например, фотокатоде), которую часто можно рассматривать как совокупность многих элементарных приемников. В результате в оптическом диапазоне возникает возможность выполнения мозаичных приемных систем, на выходе которых выдается совокупность видеонапряжений (система с большим количеством выходов). Это создает предпосылки для создания ряда трудновыполнимых в радиодиапазоне устройств, например систем опознавания образа предметов, подобных фотографическим устройствам, в которых одновременно воссоздаются все элементы изображения.

В радиодиапазоне обычно удается четко разделить радиоприемное устройство на антенную часть и собственно приемник. В оптическом диапазоне собственно приемник в ряде случаев выполняет также задачу первичного формирования диаграммы направленности приемного устройства. «Антенна» как бы органически входит в состав приемника (например, в приемниках с квантовым усилителем и в супергетеродинах). Отметим, что это положение в равной мере относится и к передающим устройствам с квантовыми генераторами. Дополнительная оптическая система служит в них для создания требуемой результирующей диаграммы направленности. В связи с этим возникает необходимость более широкого привлечения антенной терминологии для анализа и синтеза систем оптического диапазона. Для анализа чисто приемных проблем здесь важно отметить, что интенсивность воспринимаемых приемником внешних помех определенным образом зависит от способа построения приемника. Но от способа построения приемника зависят также его шумовые характеристики, определяющие влияние собственно приемника на принимаемую информацию. Поэтому в отличие от радиодиапазона, где часто удается независимо решать задачи пространственной селекции внешних помех с помощью антенны и достижения высокой пороговой чувствительности собственно приемника, в оптическом диапазоне эти задачи оказываются взаимосвязанными.

Рассмотрим основные способы построения приемников в оптическом диапазоне. Несколько лет назад для приема оптических

излучений применялись вакуумные или полупроводниковые фотоэлементы, фотоумножители, болометры и другие типы детекторов излучения, которые в определенном смысле можно считать аналогами детекторного радиоприемника. С разработкой оптических квантовых генераторов появилась возможность практической реализации принципов «прямого» усиления оптической несущей, а также супергетеродинного метода приема. Таким образом, в настоящее время для приема оптических сигналов можно осуществить те же способы построения приемников, которые известны в радиодиапазоне, а именно:

1) приемники прямого усиления;
2) супергетеродинные приемники;
3) детекторные приемники.

Внешне блок-схемы приемников различных типов тождественны блок-схемам приемников радиодиапазона. Наиболее специфическими с точки зрения используемых физических процессов здесь являются фотодетекторы и усилители оптической несущей. Остальные блоки имеют отличия по чисто количественным показателям. Так, первая промежуточная частота в супергетеродине оптического диапазона может лежать в диапазоне СВЧ. Использование как более высоких, так и более низких промежуточных частот в оптических приемниках встречает определенные технические трудности. Частота модуляции оптической несущей может достигать сотен или тысяч мегагерц. Поэтому последетекторные каскады здесь можно назвать видеоусилителями также лишь весьма условно. Ясно, что эти отличия не носят принципиального характера, но влияют на способы технического осуществления тех или иных каскадов.

Для приема излучений оптического диапазона могут быть использованы следующие физические явления: внешний фотоэффект; внутренний фотоэффект; тепловое действие излучения.

Развитие квантовой электроники открыло также возможность прямого усиления оптических колебаний путем использования взаимодействия излучения с возбужденной (активной) средой (квантовые усилители).

Приведенный перечень явлений не претендует на полноту. Кроме того, в некоторых случаях бывает затруднительно четко определить характер явления. Так, при внутреннем фотоэффекте поглощенные фотоны переходят на более высокие энергетические уровни из валентной зоны в зону проводимости. Однако когда граница между зонами расплывчата, то говорят о тепловом действии излучения. Возникновение «горячих» электронов в решетке полупроводника под влиянием света представляет собой нечто среднее между внутренним фотоэффектом и тепловым действием.

Детекторный прием оптических излучений

Любое приемное устройство принимает сигнал в виде электромагнитного излучения и выдает информацию в форме демодулированного сигнала. Поэтому приемное устройство должно содержать специальный элемент — детектор, с помощью которого осуществляется выделение модулирующего сигнала. В радиодиапазоне принято различать две категории детекторов:

1) использующие нелинейный элемент,
2) использующие линейный элемент с переменным параметром (синхронные или когерентные детекторы). Однако детекторы второй группы, в которых для выделения модулирующего сигнала принципиально необходимо опорное переменное напряжение, будем считать в дальнейшем разновидностью смесителей *.

В дальнейшем под детектором будем понимать нелинейный элемент, воспринимающий излучение и выдающий видеонапряжение; детекторными будем называть приемники, в которых отсутствует усиление излучения до детектора.

Простейшими устройствами подобного типа, как уже упоминалось, являются приборы, основанные на использовании фотоэффекта и теплового действия излучения: вакуумные и полупроводниковые фотодиоды, фотосопротивления, болометры.

Обычно принято считать, что приборы, использующие тепловое действие излучения, являются весьма инерционными и поэтому малопригодны для информативных систем. Однако это не так: если излучение нагревает вещество с малой теплоемкостью (например, электронный газ в решетке полупроводника при сверхнизких температурах), то постоянная времени прибора может быть очень малой.

Отметим, что, несмотря на внешнее сходство, фотодиоды имеют определенные отличия от «обычных» радиочастотных диодов. В последних напряжение входного сигнала включено последовательно с диодом и нагрузкой, а приходящий сигнал воздействует на уже имеющиеся в приборе носители тока.

В фотодиодах кванты сигнала создают носители тока, причем входной сигнал не включен последовательно в цепь прибора и при используемых уровнях сигналов отсутствует обратная реакция прибора на излучение. Вследствие наличия ускоряющего напряжения фотодиоды могут усиливать принимаемый сигнал. Поэтому фотодиод скорее имеет аналогию не с обычным, а с анодным или сеточным детектором.

Пусть процесс фотопреобразования характеризуется квантовой эффективностью η, определяющей среднее количество первичных носителей тока на один фотон на входе. Тогда ток детектора будет равен:

$$i_д = \eta N e, \qquad (29\text{-}28)$$

где N — число падающих на фотоповерхность фотонов в секунду;
e — заряд электрона.

* В литературе иногда прием с использованием синхронного детектора называют гомодинным.

Это выражение показывает, что фототок пропорционален мощности оптического сигнала, так как

$$i_д \sim N; \quad Nhf = P_{вх}. \qquad (29\text{-}29)$$

При этом выходная мощность $P_{вых} \sim i_д^2 \sim$ $\sim P_{вх}^2$, т. е. фотодетектор является квадратичным устройством. На этом основании детекторные приемники часто называют квадратичными приемниками.

В радиодиапазоне часто ставится задача точного воспроизведения огибающей несущих колебаний, для чего необходимо, чтобы мгновенные значения напряжения на выходе были пропорциональны амплитуде сигнала на входе:

$$u_{вых} = \gamma U_{вх}.$$

В этом случае предъявляются определенные требования к режиму работы детектора — детектор должен быть «линейным». Слово «линейный» взято в кавычки, так как детектор по существу является всегда нелинейной системой. Однако в режиме «линейного» детектирования (сильных сигналов) зависимость между мгновенным значением выходного напряжения и амплитудой несущей на его входе становится линейной.

У оптических детекторов не существует режимов, аналогичных «линейному» детектированию радиосигналов. Единственным способом приема оптических излучений, при котором можно осуществить воспроизведение огибающей без существенных нелинейных искажений, является супергетеродинный с преобразованием частоты оптического сигнала в промежуточную радиочастоту и с последующим радиочастотным детектором. Далее будет показано, что режим точного воспроизведения огибающей амплитудно-модулированных колебаний не является оптимальным по чувствительности в оптическом диапазоне и стремление к его реализации не имеет в большинстве случаев практического смысла.

В процессе детектирования излучений возникают свободные носители тока. Для ослабления влияния на чувствительность приемника шумов усилительных каскадов, следующих за фотодетектором, целесообразно осуществить усиление электронных потоков, возникших в результате взаимодействия света с веществом. Такое усиление можно осуществить двумя различными способами.

Во-первых, это можно сделать путем умножения числа носителей. Такой способ используется, например, в фотоэлектронных умножителях (ФЭУ).

Во-вторых, поскольку инерция фотоэффекта невелика и для модуляции оптических квантовых генераторов можно использовать очень высокие частоты модуляции, для усиления фототока могут быть использованы классические методы усиления СВЧ сигналов. В результате сочетания фотоэлектронных преобразователей с СВЧ усилителями в последние годы были созданы фотоклистроны, фото-ЛБВ, фотопараметрические усилители и некоторые другие приборы. Назовем эту вторую группу приборов устройствами с усилением мощности фототока после детектирования.

Эти две группы фотоприборов: с умножением носителей и с усилением мощности фототока после детектирования — отличаются не только механизмом усиления, но и достижимыми чувствительностями.

Существенное различие между этими типами фотоприборов заключается в том, что механизм умножения тока при приеме импульсных оптических сигналов является «бесшумным» (при непрерывных видах модуляции информация искажается из-за флуктуаций коэффициента умножения), а мощность тепловых шумов нагрузки пересчитывается на вход фотоприбора путем деления на коэффициент передачи мощности, пропорциональный квадрату коэффициента умножения тока. В приборах с усилием мощности фототока, например в фото-ЛБВ, тепловой шум на входе спирали такой же, как и на выходе.

Названные типы приборов не являются взаимоисключающими; возможны сочетания разных механизмов усиления (ФЭУ + фото-ЛБВ); возможны также случаи, когда затруднительно провести различие в способах усиления сигнала.

В общем случае всякий фотоприбор можно представить состоящим из трех основных секций: 1) фотообразователя или собственно детектора, в котором осуществляется преобразование излучения в носители тока; 2) усилительной секции, в которой осуществляется усиление (умножение) тока; 3) токосъемника (спираль ЛБВ, анод ФЭУ и т. п.), который преобразует усиленный ток в сигнал, подаваемый к дальнейшим каскадам приемника. Свойства указанных элементов влияют на усиление, частотную характеристику и чувствительность детекторных приемников.

Весьма существенной и специфической особенностью оптических детекторов является возможность и целесообразность реализации режима приема отдельных фотонов, который не имеет аналога в радиодиапазоне. В оптическом диапазоне тепловое излучение при нормальных температурах ничтожно мало и приемник, воспринимающий отдельные кванты, становится целесообразным.

В связи с этим в оптическом диапазоне можно реализовать два характерных режима детекторного приема: режим приема огибающей; режим счетчика фотонов.

Различие между этими режимами целесообразно провести по числу фотоэлектронов, приходящихся на время разрешения приемника

$$\tau \approx \frac{1}{\Delta F},$$

где ΔF — полоса пропускания последетекторного тракта.

Если число фотоэлектронов, приходящихся на время разрешения приемника, велико $n\tau \gg 1$, где n — число фотонов в секундах (это условно равносильно условию $n/\Delta F \gg 1$, т. е. число фотоэлектронов, приходящихся на 1 *гц* полосы пропускания $n \gg 1$), то сигнал на выходе фотодетектора имеет непрерывный характер. Такой режим подобен приему непрерывных сигналов радиодиапазона: детектор воспроизводит (с искажениями вследствие квадратичности) огибающую.

Если $n\tau \ll 1$, то сигнал на выходе имеет дискретный характер — состоит из импульсов, вызываемых отдельными фотоэлектронами, которые почти не перекрываются.

Детекторный приемник, который может регистрировать поступление отдельных фотонов, принято называть счетчиком фотонов. Такой режим не имеет аналога в радиодиапазоне. Примером счетчика, получившего широкое применение для регистрации оптических и γ-излучений, является фотоэлектронный умножитель. Ниже будет показано, что счетчик фотонов является наиболее энергочувствительным приемником.

Практика конструирования приемных устройств СВЧ показывает, что чувствительность детекторных приемников, например, в сантиметровом диапазоне бывает на несколько порядков хуже чувствительности супергетеродинных приемников и приемников прямого усиления (с ЛБВ, квантовым или параметрическим усилителем). Поэтому в СВЧ диапазоне для приема весьма слабых сигналов детекторные приемники не применяются. Было бы неправильно такое представление о свойствах детекторных приемников распространять на оптический диапазон.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. Проведем сравнение детекторного и супергетеродинного приемников с полупроводниковым диодом на входе. Будем полагать эти диоды совершенно одинаковыми. Детектор при приеме слабого сигнала квадратичен

$$P_{\text{вых}} = aP_{\text{вх}}^2.$$

В супергетеродине при $P_{\text{гет}} \gg P_{\text{сигн}}$

$$P_{\text{вых}} = \beta P_{\text{вх}}.$$

Примем $a = 10$ *вт*$^{-1}$, $\beta = 0{,}1$, что соответствует параметрам современных диодов.

Пусть за смесителем и детектором следуют усилители с одинаковой мощностью шума, отнесенной к входу $P_{\text{ш}} = 10^{-12}$ *вт*. Поставим требование, чтобы отношение мощностей сигнала и шума на выходе детектора и смесителя было одинаковым

$$\frac{P_{\text{с.вых}}}{P_{\text{ш.вых}}} = 1.$$

Тогда мощность сигнала на входе детекторного приемника должна быть равной

$$P_{\text{с.вх}} = \sqrt{\frac{P_{\text{ш}}}{a}} = \sqrt{\frac{10^{-13}}{10}} = 10^{-7}\ [\text{вт}]; \qquad (29\text{-}30)$$

соответственно на входе супергетеродина

$$P_{\text{с.вх}} = \frac{P_{\text{ш}}}{\beta} = \frac{10^{-13}}{0{,}1} = 10^{-14}\ \text{вт}. \qquad (29\text{-}31)$$

Таким образом, пороговая чувствительность детекторного приемника в этом примере оказалась на 7 порядков хуже, чем у супергетеродина. Причина такого различия заключается в том, что чувствительность приемников в рассмотренных примерах определяется шумами усилителя, включенного после диода.

Представим теперь, что с детектором сопряжен какой-то усилительный механизм, который дает усиление мощности в 10^7 раз, не внося дополнительного шума. Тогда чувствительность обоих типов приемников была бы одинаковой. В оптическом диапазоне такое усиление обеспечивается в электронных умножителях, которые могут довести сигнал до уровня, значительно превышающего уровень шума следующего за детектором усилителя. При этом привычные представления о преимуществах супергетеродина по чувствительности теряют силу.

Если чувствительность приема ограничивается внешними шумами, приходящими вместе с сигналом, то все рассмотренные способы приема будут характеризоваться одинаковыми пороговыми сигналами при условии, что линейный тракт приемника согласован со спектром передаваемого сигнала (предполагается, что шум имеет гауссово распределение). Однако как на высоких частотах радиодиапазона, так и в оптическом диапазоне такое согласование труднее выполнить в детекторных приемниках из-за трудности достижения достаточно узких полос пропускания.

Так, например, частотная избирательность оптического детекторного приемника определяется додетекторным фильтром, поскольку частотная избирательность современных фотокатодов выражена весьма слабо. Оптические фильтры в настоящее время имеют полосу пропускания 10—100 Å, а уникальные лабораторные образцы имеют полосу пропускания порядка 1 Å (при $\lambda = 0{,}7$ *мкм* это соответствует полосе в 100 000 *Мгц* = 100 *Ггц*). Это означает, что даже при использовании наиболее коротких импульсов длительностью в 1 *нсек* и наиболее узкополосных фильтров линейный тракт детекторного приемника будет далек от выполнения условий согласования $\Delta f \approx 1/\tau_{\text{и}}$.

Супергетеродинный прием оптических излучений

Вопросы гетеродинирования световых пучков были впервые рассмотрены Г. С. Гореликом еще в 1947 г. в статьях о демодуляционном анализе света [Л. 15]. Однако практическая реализация супергетеродинного приема стала возможной лишь с появлением лазеров. Последние можно использовать в качестве оптических гетеродинов.

Идея гетеродинирования на оптических частотах принципиально не отличается от преобразования на радиочастотах: излучения сигнала и гетеродина подаются на нелинейный элемент, в выходной цепи которого имеется сравнительно малоинерционная колебательная система, выделяющая колебания промежуточной частоты. Однако, когда необходимо технически осуществить смешение сигнального и гетеродинного световых потоков, возникают специфические особенности. Оба луча, направляемые на светочувствительную поверхность квадратичного фотодетектора — смесителя (рис. 29-39), для эффективного гетеродинирования должны иметь высокую степень пространственной когерентности на поверхности фотодетектора.

В качестве детектора-смесителя могут быть использованы фотоэлементы, фотоумножители, полупроводниковые фотодиоды, фотосопротивления и другие типы оптических детекторов. Выходной ток таких приборов пропорционален квадрату напряженности электрического поля E и, следовательно, мощности падающего на светочувствительную поверхность потока

$$i \sim E^2 \sim P.$$

Пусть изменение поля во времени на светочувствительной поверхности описывается соотношением

$$E = E_г \cos(\omega_г t - \varphi_г) + E_c \cos(\omega_c t - \varphi_c),$$

где $E_г$ — амплитуда поля гетеродина; E_c — амплитуда поля сигнала; $\omega_г$, ω_c — соответствующие круговые частоты; $\varphi_г$, φ_c — начальные фазы.

Результирующий фототок пропорционален величине

$$\overline{E^2} = \frac{1}{2} E_г^2 + \frac{1}{2} E_c^2 + E_г E_c \cos \omega_{пр} t,$$

где принято, что $\varphi_г = \varphi_c = 0$. Здесь первые два слагаемых определяют постоянную составляющую фототока I_0, а третье — составляющую промежуточной частоты $I_{пр}$. Легко видеть, что

$$\frac{I_{пр}}{I_0} = 2 \frac{E_г E_c}{E_г^2 + E_c^2}.$$

При условии, что $E_г \gg E_c$,

$$I_0 = \eta \frac{P_г}{hf_г} e,$$

где η — квантовая эффективность фотокатода;
$P_г$ — мощность луча гетеродина;
e — заряд электрона;
h — постоянная Планка;
$f_г$ — частота гетеродина.

Среднеквадратичная величина тока промежуточной частоты

$$\overline{I^2_{пр}} = 2 \left(\frac{E_c}{E_г}\right)^2 I_0^2 = 2 \frac{P_c}{P_г} I_0^2 = 2 \left(\frac{\eta e}{hf_г}\right)^2 P_г P_c,$$

где P_c — мощность сигнального луча.

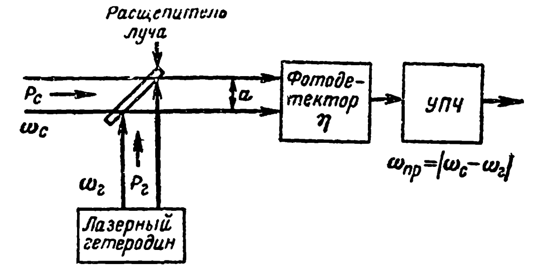


Рис. 29-39. Принцип оптического гетеродинирования.

Если полоса пропускания устройства за смесителем равна B, то дробовой шум смесителя определится выражением:

$$\overline{I^2_{др}} = 2eI_0 B = 2 \frac{\eta e^2}{hf} P_г B.$$

Если детектор является идеальным и не вносит никаких добавочных шумов, то при отсутствии внешнего шумового фона единственным источником шума в системе является дробовой шум, обусловленный квантовой природой излучения. Деля $\overline{I^2_{пр}}$ на $\overline{I^2_{др}}$, находим:

$$\frac{P_0}{P_ш} = \frac{\overline{I^2_{пр}}}{\overline{I^2_{др}}} = \eta \frac{P_c}{hf_г B} = \frac{\eta h f_c N_c}{hf_г B},$$

где N_c — скорость поступления фотонов сигнала, т. е. число фотонов сигнала, падающих на фотокатод в 1 *сек*.

Полагая, что $f_г \approx f_c$, получаем:

$$\frac{P_c}{P_ш} \approx \eta \frac{N_c}{B} = \eta N_c \tau,$$

где τ — время разрешения приемника.

Отметим основные особенности оптических смесителей.

Усиление при преобразовании. Как и при детектировании света, при смешении сигналов с помощью фотодиодов можно

получить коэффициент передачи мощности больше единицы. Мощность сигнала на промежуточной частоте

$$P_{\text{пр}} \sim I^2_{\text{пр}} \sim P_{\text{г}} P_{\text{с}}. \tag{29-32}$$

При детектировании мощность выходного видеосигнала

$$P_{\text{вых}} \sim I^2_{\text{вых}} \sim P^2_{\text{с}}. \tag{29-33}$$

Таким образом при использовании одного и того же фотоприбора выигрыш в усилении при преобразовании частоты по сравнению с детектированием пропорционален величине

$$\frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{вых}}} \sim \frac{P_{\text{г}}}{P_{\text{с}}}.$$

Направленность приема. Поскольку размеры фоточувствительной поверхности, перекрываемой гетеродинным и сигнальным лучами, обычно значительно больше длины волны λ, то токи промежуточной частоты $i_{\text{пр}}$ от различных элементов поверхности могут иметь различные фазы, что вызовет уменьшение $I_{\text{пр}}$ на выходе смесителя.

Таким образом, при оптическом преобразовании частоты существенную роль играет амплитудно-фазовое распределение волн сигнала и гетеродина на поверхности фотодетектора.

Если представить излучения сигнала и гетеродина в виде плоских волн с постоянной амплитудой по всей поверхности, то первый минимум приема достигается, когда угловое расхождение пучков сигнала и гетеродина (рис. 29-40) составит величину $\Theta \approx \lambda/d$, *рад*, где d — диаметр пучка. Вид зависимости $I_{\text{пр}}/I_{\text{пр макс}} = f(\Theta)$ при этом представляет типичную дифракционную картину отверстия диаметром d. Если поле излучения гетеродина представляет, например, волну типа TEM_{00}, то максимум $I_{\text{пр}}/I_{\text{пр.макс}}$ составляет 0,815 от соответствующего максимума, получаемого при равномерном распределении поля в освещенном пятне, и первый нуль достигается при угле расхождения пучков в 1,5 раза больше дифракционного предела. Отношение $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ в точке максимума составляет в этом случае 0,64 от соответствующего отношения при равномерном распределении поля. Таким образом, когда уменьшение отношения $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ недопустимо, целесообразно с помощью диафрагмы вырезать участок фронта с постоянной амплитудой. При наличии запаса по чувствительности допустима работа на более высоких типах колебаний с расширением допуска на непараллельность лучей сигнала и гетеродина.

Отношение сигнал/шум. Приведенное выше выражение для $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ получено с учетом дробового шума гетеродина. В реальном приемнике, кроме того, имеется внешний шум (фоновая засветка), внутренний шум смесителя (например, темновой ток), шумы усилительных каскадов, следующих за смесителем. Замечательное свойство супергетеродина заключается в следующем: при достаточно большой мощности гетеродина с шумами, вызываемыми указанными выше причинами, можно не считаться и отношение $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ будет характеризоваться выражением

$$\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} = \eta N_{\text{с}} \tau.$$

Более точно условие справедливости этого выражения сводится к тому, чтобы мощность дробового шума гетеродина была значительно больше мощности шума, вызываемой всеми другими причинами. Этот результат не зависит от физического механизма, используемого при детектировании. Влияние природы физических явлений сказывается лишь на величине квантовой эффективности η и на возможности практической реализации режима, при котором обеспечивается преобладание дробового шума гетеродина.

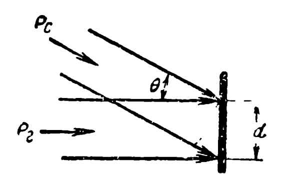


Рис. 29-40. Расхождение пучков сигнала и гетеродина.

Избирательность. Избирательность супергетеродина определяется трактом промежуточной частоты, и, по-видимому, в настоящее время только при помощи супергетеродинного метода можно добиться наивысшей (по сравнению с другими способами приема) частотной избирательности. Это имеет особое значение при выделении узкополосного оптического сигнала из широкополосного фона. Так, супергетеродин с полосой пропускания в 100 *Мгц* будет иметь полосу по крайней мере на три порядка меньше, чем полосы пропускания лучших оптических фильтров.

Прямое усиление оптической несущей с помощью квантовых усилителей

По принципу действия квантовые усилители оптического диапазона аналогичны мазерам. Однако специфика оптического диапазона, заключающаяся в большом отношении размеров устройств к длине волны и большой энергии кванта по сравнению с kT ($hf \gg kT$), существенно сказывается на рабочих характеристиках лазерных усилителей. В частности, при анализе шумовых свойств лазеров при гелиевых температурах существенное значение имеет спонтанное излучение, которым в радиодиапазоне можно пренебречь.

Квантовый усилитель состоит из следующих основных элементов:

1) рабочего вещества, обладающего необходимыми энергетическими уровнями; 2) источника накачки, служащего для возбуждения рабочего вещества; 3) электродинамической системы, создающей условия для эффективного взаимодействия поля с рабочим веществом.

В качестве активных сред квантового усилителя могут использоваться рабочие вещества в любом агрегатном состоянии.

Можно осуществить резонаторные усилители и усилители бегущей волны.

В резонаторных усилителях используются открытые резонаторы типа интерферометра Фабри — Перо; ввод и вывод сигнала можно осуществить через полупрозрачные зеркала резонатора. Таким образом, резонаторный квантовый усилитель оптического диапазона представляет собой интерференционный фильтр с активной (т. е. обладающей отрицательным коэффициентом поглощения) средой.

Чтобы получить значительное усиление, необходимо заставить участвовать в излучении возможно большее число возбужденных частиц. В резонаторных усилителях это достигается использованием эффекта многократного отражения излучения от пластин резонатора, расположенных по торцам активного вещества. Резонатор, таким образом, обеспечивает обратную связь.

В активной среде под влиянием генератора накачки осуществляется инверсия населенностей и линейный коэффициент поглощения становится отрицательным ($K<0$). Тогда усиление мощности за один проход

$$G' = e^{-kd}. \qquad (29\text{-}34)$$

Усиление мощности на резонансной частоте

$$G_{\text{макс}} = G(f_0) = \frac{(1-R)^2 [G'(f_0)]^2}{[1 - RG'(f_0)]^2}, \qquad (29\text{-}35)$$

где R — коэффициент отражения пластин резонатора.

Структура этого выражения аналогична выражению коэффициента усиления мощности усилителя с обратной связью. В самом деле $(1-R)^2$ определяет потери энергии на входе (коэффициент передачи цепей связи усилителя с внешней схемой), R характеризует степень обратной связи, так что выражение, стоящее в скобках в знаменателе, — показатель обратной связи [Л. 16].

Резонаторный усилитель обладает характерной для регенеративных систем сильной нестабильностью усиления. Изменение резонансного усиления при изменении усиления на проход определяется величиной

$$\frac{\partial G(f_0)}{\partial G'} = \frac{(1-R)^2 (1+RG')}{(1-RG')}.$$

Изменение G' на 5% от 2,1 до 2 при $nd=10$ *см* и $R=0{,}45$ уменьшает усиление от 210 до 60. Если RG' становится больше 1, то усилитель превращается в генератор. Представляется, что не составляет трудностей перевести устройство из режима генерации в режим усиления. Для этого надо изменять произведение RG', уменьшая усиление на один проход (изменением мощности накачки) и коэффициент отражения. Однако когда речь идет об усилении колебаний заданной частоты, то возникают существенные технические трудности в реализации усилителя из-за нестабильности размеров резонатора. В самом деле, изменение расстояния между пластинами интерферометра на $\lambda_0/4n$ приводит к изменению фазы на $\pi/2$, что вызывает падение усиления до минимальной величины. Такие изменения размеров резонатора вызываются даже незначительными изменениями температуры окружающей среды (на десятые и сотые доли градуса Кельвина). Эти трудности не возникают в генераторах, поскольку в них колебания автоматически возникают на резонансной частоте резонатора и изменения размеров влияют на частоту генерации, но не срывают ее. Таким образом, большие электрические размеры резонаторов приводят к необходимости либо применения специальной системы температурной стабилизации усилителя, либо использования специальной системы автоподстройки размеров резонатора.

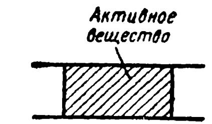


Рис. 29-41. Усилитель в виде линии передачи, содержащей активное вещество.

Большую стабильность по отношению к изменениям размеров и к колебаниям энергии накачки будет иметь усилитель бегущей волны (рис. 29-41). В чистом виде такой усилитель можно осуществить, если на выходном торце активного вещества $R=0$. Тогда

$$G = e^{-kd},$$

где d — длина активного вещества. Однако получить большие усиления практически оказывается затруднительно. В виду наличия неоднородностей на торцах линии $R \neq 0$ и если $GR>1$, то усилитель возбудится. Следовательно, для усилительного режима необходимо, чтобы $GR<1$.

Для лазера на рубине коэффициент отражения на границе рубин — воздух $R \approx 0{,}07$. В таком усилителе усиление G должно быть меньше 14. Величину R можно уменьшить при помощи просветляющих покрытий. Однако для получения усиления в 30 *дб* (10^3 раз) R должно быть меньше 0,001, что уже трудно осуществить.

Для преодоления указанных трудностей в работе [Л. 31] предложена конструкция многосекционного усилителя бегущей волны (рис. 29-42). Усилитель состоит из последовательно расположенных усилительных секций, разделенных невзаимными элементами (изоляторами). Изоляторы про-

пускают сигнал с незначительными потерями в прямом направлении и сильно ослабляют его при распространении волны в обратном направлении. Для получения невзаимного действия могут быть использованы оптические аналоги СВЧ изоляторов, использующих вращение плоскости поляризации электромагнитной волны в магнитном поле. Особенности таких изоляторов по сравнению с СВЧ изоляторами заключаются в том, что в оптическом диапазоне следует подбирать другие вещества и линия

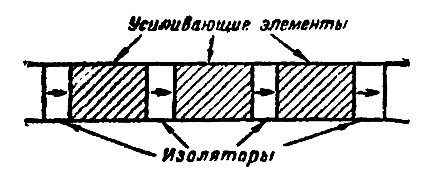


Рис. 29-42. Схематическое изображение однонаправленного оптического квантового усилителя бегущей волны.

пропускает много типов колебаний. В СВЧ изоляторах плоскость поляризации определяется волноводом; в оптическом диапазоне эту задачу выполняет поляризующая среда.

При диаметре рубинового стержня около 10 *мм* усилитель может пропускать примерно 10^8 пространственных типов колебаний. Это означает, что через усилитель могут передаваться изображения. Такой усилитель бегущей волны можно рассматривать как линзу, обладающую усилением, ограниченной апертурой и бесконечным фокусным расстоянием. В системах с одним типом волны, к которым относится большинство систем радиодиапазона, информация передается только в продольном направлении, т. е. в частотном и временно́м измерениях. В оптическом диапазоне имеется возможность использовать информационные ячейки и в поперечной плоскости. При этом может быть реализована приемная мозаичная система с усилением изображения.

Большое внимание в последние годы уделялось исследованию шумов в квантовых усилителях. Предельное значение шума квантовых усилителей оптического диапазона определяется спонтанным излучением возбужденной среды, т. е. самопроизвольным переходом возбужденных частиц с верхнего энергетического уровня на нижний. Пересчитанная ко входу усилителя мощность шума равна:

$$P_ш = \frac{n_2}{n_2 - n_1} hfB = \gamma hfB,$$

где n_2 и n_1 — плотность атомов активного вещества соответственно в верхнем и нижнем энергетических состояниях; hf — энергия кванта; B — энергетическая полоса пропускания.

Приведенное выражение характеризует мощность шума в одном типе колебаний. При наличии нескольких типов колебаний мощность шума соответственно увеличивается, поскольку спонтанное излучение происходит независимо в каждом типе колебаний. Для увеличения чувствительности целесообразно использовать усилители, работающие на одном типе колебаний. Существует ряд способов снижения уровня шума квантовых усилителей до предельного значения. При использовании надлежащим образом построенной системы связи усилителя с детектором (эта система включает диафрагмы, линзы и поляризатор) можно добиться пространственной фильтрации нежелательных типов колебаний и пропускания на выход усилителя шумов только одного типа колебаний.

Сопоставляя выражения для уровня шума квантовых усилителей и супергетеродина, можно видеть, что выражения для минимального уровня шума квантового усилителя и супергетеродина совпадают по форме, если положить $\gamma = 1/\eta$. Такое совпадение не является случайным. Ниже будет показано, что идеальный квантовый усилитель и идеальный супергетеродин имеют уровень собственного шума, близкий к теоретическому пределу, установленному для линейных приемных устройств.

О принципиальных ограничениях чувствительности приемников оптических излучений

Рассмотрим факторы, определяющие предельно достижимую чувствительность приемных устройств различных типов.

Кроме ограничений, связанных со способом приема, существуют ограничения, обусловленные дополнительными шумами как внутренними (тепловой и дробовой шум элементов схем и электронных приборов), так и внешними.

В радиодиапазоне чувствительность, как правило, ограничивается как раз влиянием этих дополнительных источников помех. В оптическом диапазоне необходимо произвести переоценку роли различных факторов, влияющих на определение уровня пороговых сигналов.

Тепловой шум в оптическом и радиодиапазонах. В радиодиапазоне чувствительность радиоприемных устройств ограничивается тепловыми шумами сопротивлений потерь в линиях передач, резонаторах и шумовым излучением неба (космическим шумом на частотах ниже 1 000 *Мгц* и шумами атмосферы на частотах выше 10 000 *Мгц*)*. При наземном приеме излучений в пределах «космического окна» (область частот ~ ~ от 1 000 до 3 000 *Мгц*) и при использовании высоконаправленной антенны с вертикальной ориентацией главного луча уровень внешнего шума в пересчете на шумовую температуру антенны может составлять

* Здесь имеется в виду диапазон СВЧ. В диапазоне ДВ, СВ и КВ чувствительность приема ограничивается атмосферными, промышленными и другими внешними помехами.

единицы градусов Кельвина. Эта величина определяется, до какого уровня целесообразно снижать уровень собственного шума приемника такого диапазона. Известно, что уровень шума охлажденных до гелиевых температур квантовых и параметрических усилителей имеет также величину в несколько градусов Кельвина. Однако шумовая температура лучших СВЧ приемников составляет 20—50° К. Основной составляющей этой величины являются тепловые шумы в линиях передач (волноводы, разрядники, циркуляторы). Таким образом, в радиодиапазоне тепловой шум в трактах передачи сигнала от антенны к малошумящему усилителю является основным фактором, определяющим достижимую чувствительность радиоприемного устройства.

Рассмотрим влияние теплового шума на системы оптического диапазона. Нагрузка, находящаяся при температуре T, посылает на каждом типе колебаний шумовую располагаемую мощность

$$P_ш = \frac{hfB}{e^{hf/kT} - 1},$$

где $h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}$ *дж · сек* — постоянная Планка;

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град* — постоянная Больцмана.

Рассмотрим два предельных случая. Если допустить, что показатель экспоненты в уравнении мал ($hf \ll kT$), то уравнение аппроксимируется следующим образом: $P_ш = kTB$.

Это приближение справедливо для всего радиодиапазона и «нормальных» температур.

Наоборот, в предельном случае очень высоких частот и низких температур ($hf \gg kT$)

$$P_ш = hfBe^{-hf/kT}.$$

Очень удобно и наглядно мощность шума выражать числом квантов в секунду. Число квантов теплового шума в секунду равно:

$$n_ш = \frac{B}{e^{hf/kT} - 1}.$$

В предельном случае высоких частот ($hf \gg kT$)

$$n_ш \approx Be^{-hf/kT}.$$

Полезно знать частоты и длины волн, для которых $hf = kT$. Они могут быть найдены из простого выражения

$$\frac{hf}{kT} \approx \frac{1}{20} \frac{f}{T} \; [Ггц/°К].$$

Результаты расчетов по этой формуле приведены в табл. 29-3.

При $T = 300°$ К на волне $\lambda = 0{,}7$ *мкм* (красная граница видимого света) $hf = 70\ kT$, а при $\lambda = 0{,}4$ *мкм* (синяя граница) $hf = 125\ kT$.

На рис. 29-43 представлены графики мощности теплового шума в зависимости от частоты, соответствующие точному исходному выражению и радиочастотному приближению. Видно, что в предельном случае высоких частот (оптический диапазон) тепловые шумы значительно меньше, чем в радиоподдиапазоне. Эту особенность характеризуют не совсем точным выражением: все «сильные» кванты «выморожены».

Таблица 29-3

°К	0,1	1	10	100	300	(Комнатная температура)
Ггц	2	20	200	2 000	6 000	
см	15	1,5	0,15	0,015	0,005	(50 *мкм*)

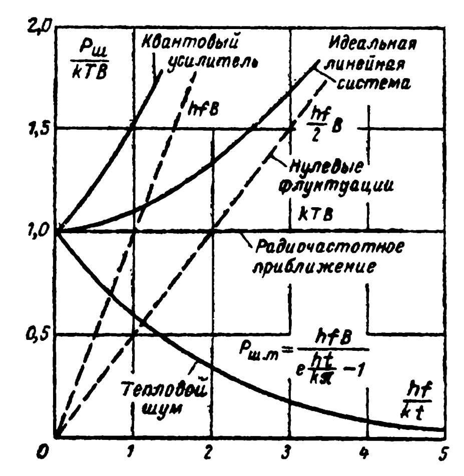


Рис. 29-43. Шум в линейных усилителях.

Расчеты показывают, что в диапазоне видимого света при комнатной температуре и полосе пропускания приемника $B = 10^9$ *гц* на вход одномодового приемника будет поступать в среднем 1 *квант* теплового шума за 10 тыс. лет. Поэтому активные сопротивления и поглощающие фильтры в оптическом диапазоне в отличие от радиодиапазона не создают теплового шума (они тоже «заморожены»).

Однако отсюда не следует делать вывод, что поглощающие и рассеивающие принимаемую энергию элементы и устройства не влияют на уровень флуктуаций на выходе приемника. Всякое ослабление принимаемого потока фотонов приводит к увеличению вероятности ошибок в принятом сообщении и, в частности, к увеличению вероятности пропуска импульсного сигнала. Однако это влияние косвенное. Сами поглощающие элементы не создают ложных сигналов, они лишь способствуют относитель-

ному увеличению флуктуаций в принимаемом сигнале. Практически полное отсутствие потока тепловых фотонов на оптических частотах при комнатной температуре приводит еще к одному существенному выводу. В радиодиапазоне спектральная плотность теплового шума при стандартной температуре $T_0=290°$ K составляет $kT_0=4\times\times10^{-21}$ *вт·гц*$^{-1}$. При длине волны $\lambda=3$ *см* ($f=10\,000$ *Мгц*) энергии $4\cdot10^{-21}$ *дж* соответствует энергия 600 *квантов*. Таким образом, квант энергии радиочастоты буквально тонет в потоке квантов теплового шума. Для приема сигнала приходится использовать такое большое число фотонов, что практически удается реализовать только режим приема огибающей.

В оптическом же диапазоне отсутствие теплового шума делает возможным прием единичных квантов.

Внешние шумы в оптическом диапазоне. В оптическом диапазоне мыслимы условия, при которых полностью исключается влияние внешнего шума. Примером подобных условий является оптическая волноводная связь. В этом случае чувствительность приемной системы ограничивается только собственными шумами приемника. Однако в большинстве случаев приходится считаться с наличием внешних помех, т. е. с излучениями, приходящими из окружающего приемник пространства.

Уровень внешнего шума зависит от условий, в которых работает приемник (время суток, высота над землей и т. п.) и его конструкции (площадь апертуры, ширина диаграммы направленности и пр.).

Наиболее важными источниками внешнего фонового излучения являются: 1) излучение солнца, луны, планет, звезд; 2) рассеяние солнечного света атмосферой земли; 3) солнечный свет, отраженный от различных объектов (например, цели); 4) обратное рассеяние атмосферой излучения зондирующего сигнала передатчика в локационных системах.

При работе в космическом пространстве и на больших высотах влиянием последнего источника можно пренебречь. Обычно также стремятся создать такие условия работы приемника, чтобы исключить влияние наиболее интенсивных источников внешних помех (солнце, луна).

При расчете уровня внешних помех могут встретиться два характерных случая: 1) прием излучения дискретных источников; 2) прием фонового излучения, непрерывно распределенного в пределах угла зрения приемника.

При приеме излучения дискретных источников, например звезд, следует исходить из известной спектральной плотности потока энергии точечного источника. Тогда мощность, падающая на вход оптической системы приемника, составит:

$$P_{дискр}=E(\lambda)\,A_{пр}\,\Delta\lambda\,\frac{G(\Theta)}{G_0}, \qquad (29\text{-}36)$$

где $E(\lambda)$ — спектральная плотность точечного источника, *вт·м*$^{-2}\cdot$Å^{-1};

$A_{пр}$ — эффективная площадь приемной оптики, *м*^{2};

$\Delta\lambda$ — ширина полосы пропускания линейного (додетекторного) тракта приемника, Å;

$G(\Theta)$ — усиление антенны в направлении источника;

G_0 — усиление в центре диаграммы.

Учет диаграммного множителя $G(\Theta)/G_0$ в обычной инфракрасной технике не делается. Здесь он осуществлен в виду узости диаграмм направленности.

Число квантов внешнего шума в этом случае будет равно:

$$N_{дискр}=\frac{P_{дискр}}{hf}=\frac{E(\lambda)\,A_{пр}\,\Delta\lambda}{hf}\,\frac{G(\Theta)}{G_0}.$$

Поток от наиболее яркой звезды составляет $E=0{,}5\cdot10^{-7}$ *вт·м*$^{-2}$. При диаметре оптической системы $d=0{,}1$ *м* и $\Delta\lambda=10$ Å это составит $N=10^6$ *фотонов/сек*. Если в системе используются импульсы длительности $\tau=10^{-8}$ *сек* и полоса пропускания $B\approx1/\tau$, то за время разрешения приемника $\tau_{пр}=\tau$ на приемник поступит всего $N\tau_{пр}=10^{-2}$ фотонов (в среднем 1 фотон за 100 интервалов разрешения).

При приеме непрерывно распределенного фонового излучения (например, при приеме сигнала из космического пространства на фоне освещенной солнцем атмосферы) мощность и число квантов фоновой засветки приемника будут равны:

$$P_ф=B(\lambda)\,\Omega_{пр}A_{пр}\Delta\lambda;$$

$$N_ф=\frac{P_ф}{hf}, \qquad (29\text{-}37)$$

где $\Omega_{пр}$ — эффективный телесный угол, из которого излучение попадает в приемник;

$B(\lambda)$ — яркость фона (*вт·м*$^{-2}\cdot$ *стерад*$^{-1}\cdot$Å^{-1}).

Произведение $\Omega_{пр}A_{пр}$ пропорционально числу мод, принимаемых приемником. Для одномодового приемника $\Omega A_{пр}=\lambda^2$. Следовательно, в общем случае $\Omega_{пр}A_{пр}\geqslant1$. Поскольку в оптическом диапазоне площадь λ^2 мала, то при выполнении одномодового приемника фоновая засветка несущественна. Число фотонов в секунду в одномодовом приемнике

$$N_ф=\frac{B(\lambda)\,\lambda^2\,\Delta\lambda}{hf}.$$

Последнее выражение определяет минимальное число фотонов фонового шума яркостью $B(\lambda)$, которое воспринимает приемник на заданной волне λ в полосе $\Delta\lambda$.

При отражении света солнца от диффузно отражающих предметов поток внеш-

Таблица 29-4

Приближенная величина спектральной плотности мощности внешнего шума в полосе 10 Å

Источник	Длина волны			
	6 943 Å		11 500 Å	
	$вт \cdot м^{-2}$	число фотонов в секунду	$вт \cdot м^{-2}$	число фотонов в секунду
Солнце	$1,3$	$4,5 \cdot 10^{18}$	$5,2 \cdot 10^{-1}$	$3 \cdot 10^{18}$
Луна (отраженный свет)	$1,3 \cdot 10^{-6}$	$4,5 \cdot 10^{12}$	$5,2 \cdot 10^{-7}$	$3 \cdot 10^{12}$
Ночное небо (свет звезд)	10^{-9}	$3,5 \cdot 10^{9}$	$4 \cdot 10^{-10}$	$2,3 \cdot 10^{9}$
Хороший диффузный отражатель ($\alpha = 0,74$) при освещении солнечным светом у земли (на 1 *стерад*) . .	$3 \cdot 10^{-4}$	10^{15}	$1,2 \cdot 10^{-1}$	$7 \cdot 10^{-1}$

Примечание. Полоса пропускания оптического фильтра 10 Å на волне $\lambda = 6\,943$ Å составляет $0,6 \cdot 10^{5}$ *Мгц*, а на волне $\lambda = 11\,500$ Å — $0,23 \cdot 10^{5}$ *Мгц*.

него шума рассчитывается в зависимости от соотношения телесных углов зрения приемника $\Omega_{пр}$ и освещенного объекта (цели) $\Omega_{об}$. Если $\Omega_{об} \ll \Omega_{пр}$, то реализуются условия, характерные для наблюдения дискретного шумового источника; если $\Omega_{об} > \Omega_{пр}$, то годны формулы для непрерывно распределенного излучения. При этом в качестве E и B надо подставлять следующие их величины:

$$E' = \frac{B'(\lambda)\,\sigma}{2\pi r^2},$$

где $B'(\lambda)$ — спектральная освещенность объекта; σ — эффективная отражающая поверхность объекта; r — расстояние от объекта до приемника.

$$B'(\lambda) = \frac{\alpha L}{\pi},$$

где α — коэффициент диффузного отражения;

L — освещенность диффузной поверхности.

Коэффициент диффузного отражения естественных предметов лежит в пределах от 0,02 до 0,74. Значения E и B на длинах волн рубинового ($\lambda = 6\,943$ Å) и гелий-неонового ($\lambda = 11\,500$ Å) оптических квантовых генераторов приведены в табл. 29-4.

В ряде случаев (при работе в нижних слоях атмосферы или в водной среде) бывает необходимо учитывать шум, возникающий из-за рассеяния солнечного излучения средой между передатчиком и приемником. При этом уровень шума зависит от коэффициентов рассеяния и затухания среды.

В заключение отметим, что внешний шумовой поток, падающий на приемник, зависит от: 1) спектральных яркостей и освещенностей B и E; 2) эффективной площади раскрыва приемной оптики; 3) телесного угла зрения приемной системы, т. е. угла, из которого излучение падает на приемник (ширины приемной диаграммы); 4) характеристик среды.

Подчеркнем еще раз, что в оптическом диапазоне возможны условия работы, когда внешний шум полностью отсутствует. В связи с этим особый интерес приобретает вопрос об уровне собственного шума приемников.

Соотношение неопределенностей в задачах приема

Во всяком приемном устройстве падающее излучение взаимодействует со схемой или веществом приемника. В результате этого взаимодействия по выходным показаниям индикаторов должно быть вынесено суждение о наличии или отсутствии сигнала и его параметрах. Таким образом, приемное устройство в целом можно рассматривать как измерительный прибор. Вследствие этого при анализе чувствительности приемников следует учитывать физические ограничения пределов точности измерений, которые свойственны любому процессу измерения. В частности, известное из квантовой механики соотношение неопределенностей накладывает ограничения на пределы точности определения параметров сигналов приемным устройством.

В наиболее общей форме соотношение неопределенностей применяется при измерении двух сопряженных величин (импульс и координата, энергия и время, число фотонов и фаза и др.). Например, неопределенность измерения энергии системы за время Δt оп-

ределяется соотношением неопределенностей

$$\Delta E \Delta t \geqslant \frac{h}{4\pi}. \qquad (29\text{-}38)$$

Подставив $\Delta E = hf\Delta N$, где ΔN — неопределенность числа фотонов, и $\Delta\varphi = 2\pi f \Delta t$, получим соотношение неопределенностей для числа фотонов и фазы колебания (приведенное соотношение определяет точность измерений числа фотонов и фазы в одном типе колебаний):

$$\Delta N \Delta\varphi \geqslant \frac{1}{2}. \qquad (29\text{-}39)$$

В этих соотношениях термин «неопределенность» означает среднеквадратичное отклонение от ожидаемой величины:

$$\Delta N = \sqrt{\overline{(N - \overline{N})^2}}$$

— среднеквадратичный разброс числа квантов в секунду;

$$\Delta\varphi = \sqrt{\overline{(\varphi - \overline{\varphi})^2}}$$

— среднеквадратичное отклонение фазы волны.

Соотношение неопределенностей можно трактовать так, что процесс измерения влияет на исследуемую величину, вследствие чего результат не может быть точно определен. Это неравенство есть проявление двойственной природы излучения: нельзя одновременно с необходимой точностью иметь информацию о корпускулярных (число фотонов N) и волновых (фаза φ) свойствах излучения. Отсюда вытекает, что нельзя с произвольной точностью в интервале $1/B$ (B — полоса пропускания) одновременно измерить амплитуду (пропорциональную $\sqrt{N}$) и фазу приходящего сигнала. Амплитудные и фазовые измерения влияют друг на друга неконтролируемым образом, причем соотношение неопределенностей дает только нижнюю границу произведения среднеквадратичных отклонений, которая принципиально не может быть перейдена. Измерительное устройство может быть названо идеальным, если для него в приведенных выражениях (29-38), (29-39) справедлив знак равенства. В реальном измерительном устройстве существуют дополнительные погрешности.

Таким образом, соотношение неопределенностей соответствует абсолютному теоретическому пределу неточностей в определении сопряженных величин. Этот предел не может быть достигнут во многих экспериментальных устройствах, в результате чего в них получается значительно большая неопределенность.

Приведем еще одну форму соотношения неопределенностей, широко используемую в радиотехнике. Энергия кванта частоты f есть hf и, следовательно, $\Delta E = h\Delta f$. Тогда получим:

$$\Delta\omega\Delta t \geqslant \frac{1}{2}.$$

Учитывая, что $\Delta E = hf\Delta N$, получаем:

$$\frac{\Delta E}{hf}\Delta\varphi \geqslant \frac{1}{2}.$$

В радиодиапазоне энергия кванта hf сравнительно с оптическим диапазоном мала. Пороговая энергия ΔE, обусловленная всеми видами шума (тепловой, дробовой, космический и др.), обычно значительно превышает энергию кванта. Поэтому для наблюдения сигнала необходимо много квантов и соотношение неопределенностей удовлетворяется при малых $\Delta\varphi$. При большом числе квантов за время наблюдения сигнал воспринимается как непрерывный процесс, фаза которого может быть определена весьма точно.

Если сигнал слабый, то неопределенность ΔN всегда меньше или того же порядка, что и N. Значит, при малом N и ΔN тоже мало. При этом $\Delta\varphi$ должно быть велико: информация о фазе при приеме единичных квантов теряется. Наоборот, при приеме большого числа фотонов N и ΔN велики и, следовательно, $\Delta\varphi$ мало.

При слабых сигналах фазовые методы в оптическом диапазоне оказываются менее чувствительными, в то время как в радиодиапазоне фазовые методы (когерентный прием) увеличивают чувствительность. Количественную оценку величины сигнала, при которой фазовые методы перестают работать, привести затруднительно. По-видимому, граница лежит при приеме нескольких квантов на герц полосы пропускания.

Задача построения приемного устройства заключается в том, чтобы обеспечить извлечение из излучения максимально возможной информации, допускаемой соотношением неопределенностей.

Проследим, как выполняется соотношение неопределенностей при различных способах приема. В качестве первого примера рассмотрим идеальный усилитель «напряжения» или, иначе, усилитель, «сохраняющий фазу», т. е. усилитель, в котором сохраняется соотношение между фазами входного и выходного сигнала по крайней мере при достаточно высоких уровнях сигнала, допускающих точное определение фазы. К подобным устройствам (иногда их называют линейными или когерентными усилителями) можно отнести квантовый усилитель или супергетеродинный приемник.

Хеффнер [Л. 19], исходя из соотношения неопределенностей, показал, что нешумящий усилитель такого типа создать невозможно. Минимально возможный, отнесенный ко входу, уровень шума линейных усилителей в одном типе колебаний определяется мощностью $P_ш = hfB = hf/\tau$, *вт*. Приведенный результат можно трактовать так, что идеальный усилитель даже в отсутствие сигнала создает входной шум, равный одному фотону на каждый герц полосы пропускания или одному фотону за время разрешения приемника τ. Это означает, что посредством приемника с таким усилителем

нельзя с достаточной вероятностью обнаружить сигнал, интенсивность которого составляет один фотон за время разрешения приемника или меньше. В частности, такие приемники не пригодны для регистрации тепловых излучений оптического диапазона, у которых в одном типе колебаний $N\tau \ll 1$.

Интересно отметить, что идеальный квантовый усилитель (т. е. усилитель с полной инверсией населенностей) и идеальный супергетеродин (т. е. супергетеродин с квантовой эффективностью фотокатода $\eta=1$) имеют уровень собственного шума, соответствующий теоретическому минимуму «по Хеффнеру». В оценке величины этого минимума нет единого мнения. Некоторые авторы считают, что теоретический минимум шума в 2 раза меньше указанной выше величины (рис. 29-43, идеальная линейная система) и предлагают принципы реализации усилителей, которые в 2 раза чувствительнее квантового усилителя [Л. 17, 18]. Это различие вряд ли имеет практическое значение и интересно лишь с принципиальной точки зрения.

В качестве второго примера рассмотрим так называемые квантовые счетчики. Приборы, которые могут измерять число квантов с любой точностью, не давая никаких сведений о фазе сигнала, на практике осуществимы. Относительные погрешности таких приборов — квантовых счетчиков — равны:

$$\Delta N = 0;\ \Delta\varphi \to \infty.$$

Простым примером квантового счетчика является фотоумножитель или другой фотоприбор, имеющий квантовую эффективность $\eta=1$ (каждый фотон выбивает из фотокатода один электрон) и охлажденный до такой низкой температуры, при которой можно пренебречь «темновым» током — током термоэлектронной эмиссии, а также счетчики γ-квантов. В настоящее время квантовые счетчики реализованы только в оптическом диапазоне и на более высоких частотах. Бломберген и Вебер [Л. 20] предложили приборы, которые преобразуют низкочастотные кванты в оптические и могут служить квантовыми счетчиками.

Важная особенность квантового счетчика заключается в том, что при отсутствии входного сигнала выходной сигнал также отсутствует. В этом смысле квантовые счетчики «бесшумны», хотя в то же время уровень их шумов можно считать бесконечно высоким, если иметь в виду информацию о фазе сигнала.

Таким образом, соотношение неопределенностей приводит к естественному делению приемников на два класса: когерентные, способные извлекать фазовую информацию, и квантовые счетчики, позволяющие извлекать информацию, заложенную в числе фотонов.

Сведения из квантовой теории информации

В радиодиапазоне возможности передачи информации ограничиваются тепловым шумом. Шеннон показал, что пока электромагнитные волны можно описать классически, т. е. без квантования, пропускная способность канала C с шириной полосы B для сигнала средней интенсивности (мощности) P_c в присутствии аддитивного белого шума средней интенсивности $P_ш$ определяется выражением

$$C = B\lg\left(1+\frac{P_c}{P_ш}\right) = B\lg\left(1+\frac{P_c}{kTB}\right). \qquad (29\text{-}40)$$

Если берется логарифм с основанием 2, то C выражается в *дв.ед./сек* (*бит/сек*). Если берется натуральный логарифм, то C выражается в натуральных единицах информации (*нит/сек*). Для реализации такой пропускной способности сигнал должен быть модулирован так, чтобы его статистические свойства были такими же, как у белого шума. Заметим, что пока виды модуляции, реализующие этот экономичный по расходу энергии режим, неизвестны.

Из формулы Шеннона следует, что пропускная способность бесшумного канала ($P_ш=0$) стремится к бесконечности даже при конечной мощности сигнала. Это связано с тем, что с уменьшением шума можно все точнее и точнее измерять состояние поля сигнала. Однако из квантовомеханического соотношения неопределенностей следует, что в действительности невозможно измерить поле с произвольной точностью. На пропускную способность при $P_ш \to 0$ влияет квантовая, дискретная структура электромагнитных излучений.

Исследование свойств электромагнитного поля с учетом квантовых эффектов позволило получить выражение для предельной пропускной способности канала с учетом как тепловых шумов, так и квантовых эффектов [Л. 21, 22]. Эта обобщенная формула (которая здесь не приводится) в случае сравнительно низких частот, когда энергия фотона мала $hf \ll kT$ (радиодиапазон, классическая область), выражается известной формулой Шеннона. В области же высоких оптических частот, когда $hf \gg kT$ (квантовая область) и тепловым шумом можно пренебречь, выражение для пропускной способности одномодового (т. е. с одним типом волны) канала приводится к виду

$$C = B\ln\left(1+\frac{P_c}{hfB}\right)+\frac{P_c}{hfB}\ln\left(1+\frac{hfB}{P_c}\right) = B\ln\left(1+\frac{N}{B}\right)+N\ln\left(1+\frac{B}{N}\right)\ [нит/сек],$$

где N — число принимаемых фотонов в секунду; $P_c=hfN$; B — полоса частот в эфире в герцах.

Формула выведена для идеального фотонного канала, в котором все излученные передатчиком фотоны воспринимаются приемником. В реальных каналах при регист-

рации единичных фотонов возможны пропуски. При этом установлено, что уменьшение C невелико [Л. 23]. Приведенное выражение определяет верхнее предельное количество информации, которое может быть заложено в электромагнитную волну в системе связи с передачей волн одного типа (одномодовая система). На рис. 29-44 представлена зависимость максимально возможного количества информации от частоты для интенсивностей сигнала от 10^{-7} до 10^{-13} *вт*

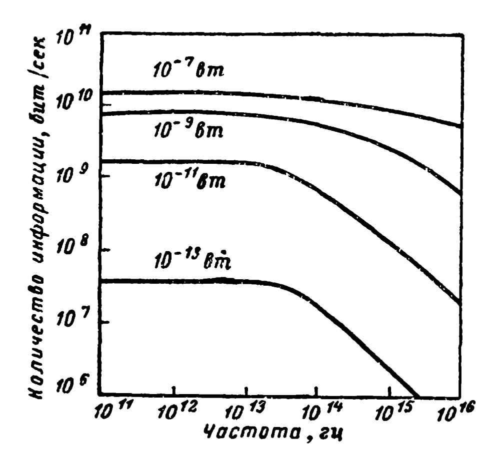


Рис. 29-44. Зависимость максимально возможного количества информации в электромагнитной волне от частоты.

при $B=10^9$ *гц*. Из рис. 29-44 видно, что по мере уменьшения числа фотонов $N=P_c/hf$ количество информации, которое может быть заложено в волну, уменьшается.

При данной частоте и ширине полосы имеется некоторое пороговое значение мощности принимаемого сигнала. С уменьшением мощности ниже этого значения пропускная способность резко падает. При отсутствии внешнего шума пороговое значение

$$P_{\text{с.пор}} \approx hfB \quad [\text{вт}].$$

Этот результат свидетельствует также о том, что количество информации, которую можно ввести в электромагнитную волну, начинает быстро падать, если частота f становится больше P/hB.

Введем в рассмотрение величину $\beta = C^\circ/N$, характеризующую количество информации на один фотон. Обозначим $x=N/B$. Тогда для квантовой области получим:

$$\beta = \frac{1}{x}\ln(1+x) + \ln\left(1+\frac{1}{x}\right).$$

Из этой формулы следует, что возможны два предельных режима работы:

а) *режим экономии полосы*, который реализуется, когда $x \gg 1$, $B \ll N$. При этом

$$\beta = \frac{1}{x}[1+\ln(1+x)]$$

и

$$C \approx B\ln\left(1+\frac{Ne}{B}\right); \qquad (29\text{-}41)$$

б) *режим экономии мощности*, который реализуется, когда $x \ll 1$; $B \gg N$; при этом

$$\beta = \ln\left(1+\frac{1}{x}\right)$$

и

$$C = N\ln\left(1+\frac{Be}{N}\right). \qquad (29\text{-}42)$$

В режиме экономии полосы пропускная способность пропорциональна полосе (ширине спектра) и слабо (логарифмически) зависит от числа фотонов. Для реализации определенной пропускной способности требуется иметь большое число фотонов и сравнительно небольшую полосу B. Формула для информационной емкости канала в режиме экономии полосы может быть приведена к виду, аналогичному формуле Шеннона для классической области, для чего достаточно ввести в нее выражение для эффективной мощности сигнала $P_c=hfN$ и шума $P_ш=hfB/e$. Таким образом, режим экономии полосы аналогичен режимам, используемым в радиодиапазоне. В этом режиме способы модуляции и методы построения аппаратуры могут быть механически перенесены из области радиочастот. В режиме экономии мощности пропускная способность пропорциональна числу фотонов и слабо (логарифмически) зависит от полосы. Для реализации заданной пропускной способности требуется иметь широкую полосу и сравнительно небольшое число фотонов. При $x \to 0$ количество информации $\beta \to \infty$. Увеличение количества информации иа фотон предопределяется тем, что вероятность приема тепловых фотонов в квантовой области ничтожно мала. Условие $B \gg N$ означает, что время установления в приемном устройстве значительно меньше среднего интервала между фотонами. Следовательно, сигнал на выходе имеет вид последовательности импульсов. Следует обратить внимание на то, что выражение для пропускной способности [Л. 24] в режиме экономии мощности совпадает с выражением для пропускной способности при импульсно-интервальной модуляции при большой скважности импульсов. Это дает основание считать, что пропускная способность в режиме экономии мощности реализуется при импульсно-интервальной модуляции (при этом виде модуляции информация заложена в интервалах между импульсами). Технически более просто реализуется импульсно-фазовая модуляция. Можно показать, что при этом потери пропускной способности по сравнению с оптимальной импульсно-интервальной модуляцией невелики.

Режим экономии мощности является наиболее экономичным способом передачи информации. Недостатком его является большая ширина спектра B.

Однако для оптического диапазона этот недостаток не существен вследствие большой ширины этого диапазона и возможности получения узких диаграмм направленности антенны. Оптимальным приемником информации в режиме экономии мощности является счетчик фотонов.

До сих пор речь шла об информации, которая может переноситься электромагнитным полем. По мере движения к приемнику сигнал ослабевает и обычно дополняется шумом. Если принять, что этот шум является белым, то количество информации в волне снижается до величины

$$C_{\text{волны}} = B \ln\left(1 + \frac{P_с}{P_ш + hfB}\right) + \frac{P_с}{hfB} \ln\left(1 + \frac{hfB}{P_с + P_ш}\right) [нит/сек], \quad (29\text{-}43)$$

где $P_ш$ — мощность добавившегося шума.

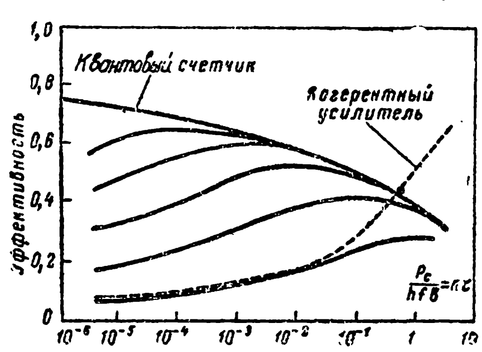


Рис. 29-45. Эффективность приема информации при разных интенсивностях шума. Числа n представляют среднее число фотоэлектронов шума, приходящихся на время разрешения приемника $\tau = \frac{1}{B}$.

Если первым элементом приемника является усилитель несущей частоты (квантовый, параметрический и др.) или если приемник построен по супергетеродинной схеме, то в таких приемниках возникает шум. Пересчитанная ко входу мощность этого шума $P_{ш.пр} = KhfB$, *вт*, причем в наилучшем случае $K = 1$. Наличие принципиально неустранимого шума приводит к разрушению принимаемой информации. Эффективность приема информации может быть оценена отношением информации, содержащейся в волне после усиления

$$C_{усил} = B \ln\left(1 + \frac{P_с}{P_ш + KhfB}\right), \quad (29\text{-}44)$$

к количеству информации, содержащейся в приходящей волне $C_{волны}$. Эффективность усилителя $C_{усил}/C_{волны}$ при различных интенсивностях сигнала приведена на рис. 29-45, который иллюстрирует эффективность приема информации когерентным усилителем и квантовым счетчиком. Рассматривая эти зависимости, можно сделать следующие выводы:

1) когда мощность сигнала $P_с \gg hfB$, то приемник с идеальным усилителем может извлечь всю заложенную в волне информацию, а пропускная способность квантового счетчика ограничена половиной содержащейся в волне информации (из-за потери информации в фазе);

2) когда $P_с \ll hfB$, то квантовый счетчик становится эффективнее усилителя и может извлечь всю информацию волны.

29-9. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ИЗЛУЧЕНИЙ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА В АТМОСФЕРЕ

Атмосфера представляет собой механическую смесь газов, паров и мельчайших твердых и жидких частиц, находящихся во взвешенном состоянии. В ней всегда присутствует пыль, дым, капельки воды, кристаллики льда и т. п. (такая смесь называется аэрозолем). На распространение оптических излучений в основном, влияют вода в газовой и жидкой фазах, углекислый газ, озон, а также аэрозоль. Количество этих компонент различно на разных высотах, в разных географических районах и зависит от метеорологических условий — температуры, влажности, давления и т. д. Кроме того, состав атмосферы непрерывно изменяется из-за перемешивания (турбулентности). Основное количество воды сосредоточено в нижнем пятикилометровом слое. Городская пыль и дым не поднимаются, как правило, выше 500—700 *м*.

Дождь, туман, дымка, снег сильно влияют на распространение света. Прозрачность атмосферы зависит от плотности и величины капель дождя, тумана и др.

Воздействие атмосферы сводится к ослаблению энергии излучения, к некоторым искажениям оптических сигналов информации (флуктуации амплитуды и фазы, искажение фазового фронта волны, изменение поляризации и т. д.), а также ухудшению углового и временно́го разрешения сигналов.

Ослабление лучистого потока в атмосфере может происходить в общем случае как из-за рассеяния, так и поглощения энергии излучения. Первое влияет наиболее заметно на видимую область спектра, второе — на ультрафиолетовую и особенно инфракрасную. На участках спектра, где нет избирательного поглощения («окна прозрачности») также основное значение имеет рассеяние.

Ослабление лучистого потока средой, имеющей коэффициент ослабления α (*км*$^{-1}$) и протяженность L (*км*), может быть описано законом Бугера

$$\Phi = \Phi_0 e^{-\alpha L} = \Phi_0 \tau^L, \quad (29\text{-}45)$$

где Φ_0 — световой поток, входящий в среду;

Φ — световой поток, выходящий из среды;

$\tau = e^{-\alpha}$ — коэффициент прозрачности среды протяженностью 1 *км* (удельное пропускание).

Отношение Φ/Φ_0 называют **коэффициентом пропускания** (или просто пропусканием). Приведенная формула справедлива для монохроматического светового потока, распространяющегося горизонтально в атмосфере с постоянным коэффициентом ослабления на всем участке. Прозрачность атмосферы является функцией рассеяния и активного поглощения энергии излучения в атмосфере. Поэтому можно представить результирующий коэффициент прозрачности τ как произведение коэффициента прозрачности, обусловленного рассеянием световой энергии $\tau_р$, и коэффициента прозрачности, обусловленного избирательным поглощением атмосферы $\tau_п$:

$$\tau = \tau_р \tau_п$$

и соответственно

$$\alpha = \alpha_р + \alpha_п.$$

Под рассеянием энергии излучения в какой-либо среде и в том числе в атмосфере понимают процесс отклонения лучистого потока от своего первоначального направления. При этом поток выходит из пределов телесного угла, в котором он распространяется. В атмосфере причиной рассеяния является ее оптическая неоднородность и происходящие вследствие этого преломление, отражение и дифракция светового потока на этих неоднородностях.

В зависимости от соотношения размеров рассеивающих частиц и длины волны излучения рассеяние может быть **молекулярным** (на частицах, размеры которых значительно меньше длины волны), **дифракционным** (на частицах, соизмеримых с длиной волны) и **геометрическим** (на частицах больших размеров). В реальной приземной атмосфере, где практически присутствуют частицы любых размеров, существуют одновременно все три вида рассеяния.

Рассеяние светового потока в сухой и чистой атмосфере, с которой обычно имеют дело на больших высотах, с достаточной степенью точности совпадает с законами молекулярного рассеяния, изученными Релеем (релеевское рассеяние). Молекулярное рассеяние тем меньше, чем больше длина волны: коэффициент рассеяния обратно пропорционален λ^4.

Пространственное распределение рассеянного потока характеризуется **индикатриссой рассеяния** — векторной диаграммой, изображающей зависимость интенсивности рассеянного света от угла рассеяния.

При молекулярном рассеянии индикатрисса рассеяния симметрична относительно первичного луча и в перпендикулярном ему направлении. Индикатрисса имеет максимумы в направлении распространения луча ($\varphi=0$) и в противоположном направлении ($\varphi=\pi$): в обратном направлении отбрасывается примерно столько же энергии, сколько проходит вперед.

По мере увеличения размеров частиц по сравнению с длиной волны λ зависимость рассеяния от длины волны ослабевает. При геометрическом рассеянии величина рассеянной энергии не зависит от длины волны и пропорциональна поперечному сечению частиц. С увеличением размеров рассеивающих частиц индикатрисса рассеяния вытягивается по направлению падения луча (при геометрическом рассеянии отброшенная по направлению первичного луча энергия в 24 раза больше энергии, отброшенной в противоположную сторону).

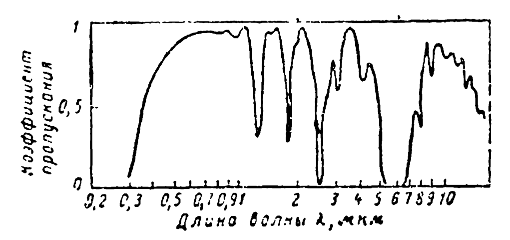


Рис. 29-46. Пропускание излучения чистой атмосферой.

Рассеяние излучения в обратном направлении приводит к появлению специфической помехи в локационных системах оптического диапазона — «помехи обратного рассеяния» зондирующего сигнала, для борьбы с которой в импульсных системах можно использовать временное стробирование — запирание приемника на время действия помехи.

Для ориентировочных расчетов пропускания атмосферы в тех случаях, когда ослабление излучения вызывается рассеянием, можно исходить из известной связи между метеорологической дальностью видимости и удельным пропусканием $\tau_р$. Под метеорологической дальностью видимости понимают наибольшую дальность видимости днем темных предметов с угловыми размерами, большими 0,5°, проектирующимися на фоне неба у горизонта.

Поглощение излучения в атмосфере объясняется тем, что уровни энергии колебательных и вращательных движений молекул воды, углекислого газа, озона и других входящих в состав атмосферы газов расположены в области оптических частот.

На рис. 29-46 представлена спектральная зависимость степени пропускания излучения чистой атмосферой, а на рис. 29-47 изменение спектрального поглощения на разных высотах. Как видно, имеется несколько сравнительно узких **окон прозрачности**: диапазон видимого света, а также участки инфракрасного диапазона с длинами волн 0,95—1,05; 1,15—1,35; 1,5—1,8; 2,1—2,4; 3,3—4,2; 4,5—5,1; 8—13 *мкм*.

Таблица 29-5

Зависимость между метеорологической дальностью видимости и удельным пропусканием

Состояние атмосферы		Балл по коду	Удельное пропускание τ_p, $км^{-1}$	Метеорологическая дальность видимости
Туман	Очень сильный	0	Менее 10^{-34}	Менее 50 *м*
	Сильный	1	$10^{-34}-10^{-8,5}$	50—200 *м*
	Заметный	2	$10^{-8,5}-10^{-3,4}$	200—500 *м*
	Слабый	3	$10^{-3,4}-0,02$	500—1000 *м*
Дымка	Очень сильная	4	0,02—0,14	1—2 *км*
	Сильная	5	0,14—0,38	2—4 *км*
	Заметная	6	0,38—0,68	4—10 *км*
	Слабая	7	0,68—0,82	10—20 *км*
	Хорошая видимость	8	0,82—0,92	20—50 *км*
	Отличная видимость	9	0,92 и более	50 *км* и более

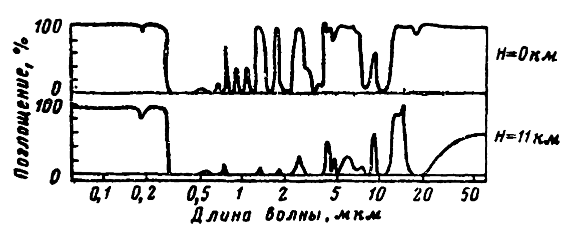


Рис. 29-47. Спектральное поглощение излучений на разных высотах.

С увеличением высоты ширина полос пропускания «окон» атмосферы увеличивается.

На рис. 29-46 представлена интегральная кривая пропускания, снятая приборами с широкой полосой пропускания. На самом деле колебательно-вращательные спектры имеют более сложную структуру. На рис. 29-48 показана тонкая структура спектра поглощения водяного пара в диапазоне 3,07—3,1 *мкм*.

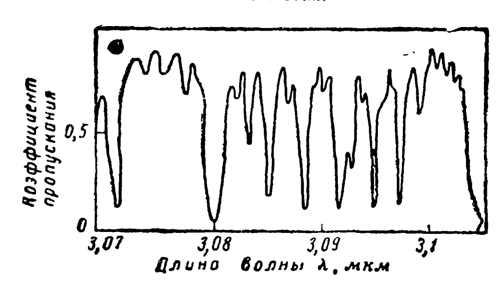


Рис. 29-48. Тонкая структура спектра поглощения в диапазоне 3,07—3,1 *мкм*.

Высокая селективность и большая «густота» линий в спектрах поглощения атмосферных газов могут обусловить весьма большие флуктуации прозрачности атмосферы для излучения ОКГ, вызванные зависимостью спектра излучения последнего от температуры рабочего тела (активного вещества). Это обстоятельство иллюстрируется рис. 29-49, где по оси ординат отложено спектральное поглощение всей толщи относительно сухой атмосферы, полученное с помощью спектрометра высокого разрешения и Солнца как источника. По оси абсцисс нанесена шкала длин волн в ангстремах и шкала температуры *t*, при которой реализуются соответствующие длины волн излучения рубинового лазера. Как видно из рисунка, поглощение излучения рубинового генератора в атмосфере должно существенно зависеть от температуры его рабочего тела. Следует заметить, что вершины линий поглощения, приведенные на рисунке, безусловно, уменьшены спектрометром из-за его хотя и высокой, но все же ограниченной разрешающей способности.

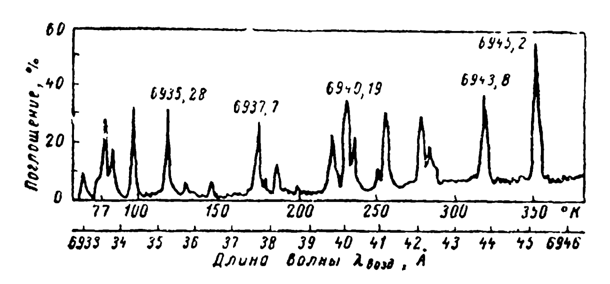


Рис. 29-49. Спектральное поглощение излучения в диапазоне 6 933—6 946 Å всей толщи атмосферы.

Большая селективность поглощения видимой и инфракрасной

радиации в атмосфере обусловливает непригодность большинства экспериментальных и теоретических данных о функциях поглощения радиации для оценки поглощения излучения ОКГ в атмосфере. В пределах окон прозрачности атмосферы можно найти большое количество слабых линий, существенно поглощающих монохроматическую радиацию. Для расчета поглощения излучения ОКГ требуется точность определения положения линий в спектрах поглощения по крайней мере не ниже 0,1 *см*$^{-1}$ [Л. 21].

29-10. ПРИМЕНЕНИЕ КВАНТОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Квантовая электроника позволила решить три очень важные задачи: 1) создать высокостабильные квантовые генераторы радиочастотных колебаний (молекулярные генераторы, «атомные стандарты частоты»); 2) резко повысить чувствительность приемной радиоаппаратуры, применяя в ней квантовые усилители с низким уровнем шумов; 3) разработать генераторы монохроматического излучения в оптическом диапазоне частот. Достижения квантовой электроники позволяют по-новому решать многие вопросы радиоэлектроники, в частности вопросы связи и локации.

Оптическая локация *

При анализе различных информативных систем, работающих в оптическом диапазоне, необходимо учитывать следующие особенности.

Высокое значение частоты позволяет при малых размерах антенных устройств получить высокую пространственную концентрацию электромагнитной энергии, а также большую точность определения координат и высокую угловую разрешающую способность без использования специальных методов обработки сигнала (методов формирования искусственного раскрыва). Высокое значение частоты позволяет также с очень высокой точностью измерять скорость путем измерения допплеровского сдвига частоты. Приемные устройства оптического диапазона имеют худшую пороговую чувствительность, а передающие устройства — худший к. п. д., чем аналогичные устройства, работающие в радиодиапазоне.

Худшие показатели обусловлены, с одной стороны, причинами принципиального характера (особенно это относится к чувствительности приемников), с другой — пока еще относительно низким техническим уровнем развития средств квантовой электроники.

Перечисленные особенности определяют рациональные области использования оптического диапазона для целей локации. В тех случаях, когда требования получения высоких точностей доминируют, а возможность использования высокой пространственной концентрации энергии в значительной степени компенсирует ухудшение качества системы вследствие худших показателей приемных и передающих устройств, целесообразно использовать локационные системы оптического диапазона. При этом следует отметить, что при работе в атмосфере их характеристики зависят от метеоусловий.

В качестве примеров целесообразного использования систем оптического диапазона можно указать на измерение дальности до различных объектов при их визуальной видимости и отслеживание с высокой точностью космических объектов, местоположение которых в момент поиска и захвата достаточно хорошо известно.

Вследствие высокой аппаратурной разрешающей способности оптических локаторов нет необходимости производить оценку параметров, и основным режимом работы оптического локатора является режим обнаружения и разрешения.

Величина энергии излучения при обнаружении «точечной» цели с эффективной отражающей поверхностью σ на расстоянии r в секторе обзора, ограниченном телесным углом Ω, может быть найдена из соотношения

$$E_{\text{и}} = \frac{4\pi r^4 \Omega E_{\text{п}}}{\sigma A \eta} e^{2\alpha r}. \qquad (29\text{-}46)$$

Здесь A — площадь раскрыва приемной оптики;
η — к. п. д. приемной оптики, учитывающий потери в оптической системе;
$E_{\text{п}}$ — энергия порогового сигнала;
α — коэффициент ослабления в атмосфере.

В случае, если размеры цели больше размеров сечения пучка излучения в районе цели (такой случай является типичным при измерении дальности до визуально наблюдаемых целей), потребная энергия излучения может быть определена по формуле

$$E_{\text{и}} = \frac{2\pi r^2 E_{\text{п}}}{A \eta \rho} e^{2\alpha r}. \qquad (29\text{-}47)$$

Здесь ρ — коэффициент отражения (альбедо) цели.

По поводу величин, входящих в приведенные выражения, необходимо сделать следующие замечания.

Площадь приемной оптики A зависит от допустимых размеров, выбираемых из конструктивных соображений. К. п. д. приемной оптики с учетом потерь в интерференционном фильтре, стоящем на входе приемника, обычно лежит в пределах $\eta = 30 \div 50\%$.

Величина эффективной отражающей поверхности σ зависит от размеров, характера цели и используемой длины волны. Для большинства целей по порядку величины она совпадает со значением σ в радиодиапазоне. Коэффициент отражения ρ, как и σ, зависит от характера цели. Значение ρ для длин волн используемых в настоящее время лазеров лежит в пределах 0,2—0,9.

* Параграф написан докт. техн. наук В. М. Сидориным.

Величина энергии порогового сигнала $E_п$ зависит от заданной надежности обнаружения (заданных значений вероятности правильного обнаружения и вероятности ложной тревоги), типа используемого приемника и рабочей длины волны.

В настоящее время в большинстве случаев (за исключением тех, когда необходимо измерять допплеровский сдвиг частот) используются энергетические приемники, которые фиксируют поступающие на их вход фотоны, т. е. реагируют на энергию поступающего сигнала. При этом обнаружение электромагнитного излучения производится в процессе взаимодействия излучения с веществом. Для наиболее часто используемых длин волн, лежащих в видимом и ближнем ИК-диапазонах, которым соответствуют наиболее отработанные в настоящее время лазеры, основным физическим эффектом, используемым для обнаружения электромагнитного излучения, является внешний фотоэффект. При этом наблюдаемым сигналом является последовательность эмиттированных с поверхности фотокатода фотоэлектронов. Она характеризуется распределением p_n (τ_1, ..., τ_n) для их числа и временных положений. Вероятность эмиссии фотоэлектрона в малом интервале времени Δt пропорциональна интенсивности излучения I, длительности интервала и квантовой эффективности фотокатода η:

$$p(t+\Delta t) \approx \eta I \Delta t. \qquad (29\text{-}48)$$

В случае, если акты испускания фотоэлектронов статистически независимы, распределение p_n (τ_1, ..., τ_n) для последовательности (потока) фотоэлектронов будет пуассоновским

$$p_n(\tau_1, \ldots, \tau_n) = W(\tau_1), \ldots, W(\tau_n) \times \exp\left[-\int_0^T W(\tau)\, d\tau\right].$$

Через $W(\tau)$ обозначено среднее число фотоэлектронов, испускаемых в единицу времени (вероятность эмиссии в единицу времени).

Пуассоновское распределение для последовательности фотоэлектронов соответствует наличию либо сигнальных полей постоянной интенсивности, либо слабых полей, для которых средний интервал появления соседних фотоэлектронов велик по сравнению с временем корреляции флуктуаций интенсивности. Второй случай характерен для слабых внешних фоновых шумов, время корреляции флуктуаций интенсивности (время когерентности) которых определяется величиной обратно пропорциональной ширине полосы пропускания интерференционного фильтра и составляет величину порядка 10^{-11}—10^{-12} *сек*. Это позволяет при приеме нефлуктуирующего сигнала на фоне слабых внешних фоновых шумов считать распределение потока фотоэлектронов, вызванного совместным действием сигнала и шумов, пуассоновским.

Распределение p_n (τ_1, ..., τ_n) для потока, вызванного флуктуирующим сигналом, может быть получено усреднением пуассоновского распределения по всем возможным реализациям $W(t)$.

Для случая быстрых и медленных флуктуаций могут быть получены относительно простые выражения для распределений потока фотоэлектронов [Л. 26]. При быстрых флуктуациях, если спектр их можно считать прямоугольным,

$$p_n(\tau_1, \ldots, \tau_n) = \frac{\overline{W}^n}{(1+\overline{W}\tau_к)^{\frac{T}{\tau}+n}}.$$

Для медленных флуктуаций

$$p_n(\tau_1, \ldots, \tau_n) = \frac{n!\, W(\tau), \ldots, W(\tau_n)}{(1+\overline{n})^{n+1}}.$$

Здесь $\tau_к$ — время когерентности (время корреляции флуктуаций интенсивности);

T — время наблюдения;

$\overline{n} = \int_0^T W(t)\, dt$ — среднее число электронов, испускаемых за время наблюдения;

$\overline{W}$ — среднее число фотоэлектронов в секунду.

Первое распределение при $\overline{W}\tau_к \to 0$ сходится к пуассоновскому, т. е. когда среднее число фотоэлектронов за время корреляции мало, при быстрых флуктуациях можно пользоваться распределением Пуассона.

В случае, когда цель диффузна и не является точечной по отношению к разрешающей способности приемной оптики (а это случается довольно часто), результирующий сигнал можно представить в виде независимых пространственных компонент, число которых равно числу m угловых элементов разрешения, определяемых числом дифракционных телесных углов, укладывающихся в пределах телесного угла, занимаемого целью. В этом случае общее число статистически независимых компонент сигнала (степеней свободы) будет равно:

$$K = m\frac{T}{\tau_к}.$$

Условие близости распределения к пуассоновскому запишется в виде $\frac{\overline{n}}{K} \ll 1$ или

$$\frac{\overline{W}\tau_к}{m} \ll 1.$$

Наиболее часто в оптическом диапазоне приходится сталкиваться с обнаружением нефлуктуирующего сигнала на фоне слабого фона или сигнала с большим числом статистических степеней свободы. Поэтому наибольший интерес представляет структура и характеристики оптимального приемника, предназначенного для обнаружения сигнала, вызывающего пуассоновский поток фотоэлектронов, на фоне шумов, также вызывающих пуассоновский поток.

Оптимальным можно считать такой приемник, который образует отношение правдоподобия, т. е. отношение вероятности получения данной реализации при наличии или отсутствии сигнала, для всех возможных значений параметров сигнала либо монотонную функцию отношения правдоподобия.

Принятие решения о наличии сигнала осуществляется путем сравнения отношения правдоподобия с выбранным порогом.

В случае пуассоновских сигнальных и шумовых потоков отношение правдоподобия может быть представлено в виде [см. Л. 27, 28]:

$$\Lambda(n) = \left[1 + \frac{W_c(\tau)}{W_и(\tau)}\right] \cdots \left[1 + \frac{W_c(\tau_п)}{W_п(\tau_п)}\right] \times$$

$$\times \exp\left[-\int_0^T W_c(t)\,dt\right] =$$

$$= \exp\left\{\int_0^T \left[y(t)\ln\left(1 + \frac{W_c(t)}{W_п(t)}\right) - W_c(t)\right] dt\right\},$$

где

$$y(t) = \sum_{i=1}^{n} \delta(t - \tau_i).$$

Наблюдаемой величиной является поток приходящих фотоэлектронов, следовательно, обработка сигнала в оптимальном приемнике сводится к образованию величины

$$n = \int_0^T y(t)\ln\left[1 + \frac{W_c(t)}{W_п(t)}\right] dt,$$

т. е. к подсчету числа фотоэлектронов с весовой функцией

$$\ln\left[1 + \frac{W_c(t)}{W_п(t)}\right],$$

зависящей от формы сигнала.

В случае приема импульсных сигналов прямоугольной формы обработка сводится к подсчету числа фотоэлектронов за время длительности импульса.

Принятие решения о наличии или отсутствии сигнала производится путем сравнения подсчитанного числа с порогом n_0.

Так как число эмиттированных электронов распределено по закону Пуассона, вероятность превышения порога может быть найдена из соотношения

$$P(n \geqslant n_0) = \sum_{n=n_0}^{\infty} \frac{\bar{n}^n}{n!} e^{-\bar{n}}. \qquad (29\text{-}49)$$

При $\bar{n} = \bar{n}_п = \int_0^{\tau_и} W_п(t)\,dt$ формула определяет вероятность ложной тревоги, при $\bar{n} = \bar{n}_c + \bar{n}_п = \int_0^{\tau_и} [W_c(t) + W_п(t)]\,dt$ — вероятность правильного обнаружения. Здесь $\tau_и$ — длительность импульса.

Пуассоновские суммы $\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\bar{n}^n}{n!} e^{-\bar{n}}$ могут быть выражены как $\sum_{n=0}^{\infty} \frac{\bar{n}^n}{n!} e^{-\bar{n}} = \gamma(n_0 + 1, \bar{n})$,

где $\gamma(n_0+1, \bar{n})$ — неполная нормированная гамма-функция. Величина порогового сигнала определяется следующим образом.

Задавшись вероятностью ложной тревоги F, зная среднее число шумовых фотоэлектронов, эмиттируемых в единицу времени $W_п$, а следовательно, и их среднее число за время длительности импульса $\bar{n}_и = W_и\tau_и$, из соотношения для вероятности превышения порога определяют величину порога n_0. Это удобно сделать, пользуясь графиками, представленными на рис. 29-50.

Определив величину порога и задавшись значением вероятности правильного обнаружения D, из соотношения для вероятности превышения порога находят значение $\bar{n} = \bar{n}_c + \bar{n}_п$, при котором D будет иметь требуемое значение. Величину $\bar{n}$ удобно определить по графикам, представленным на рис. 29-51.

Для высокой надежности обнаружения необходимо, чтобы $\bar{n}_c \gg \bar{n}_п$, при этом $\bar{n} \approx \bar{n}_c$. Среднее число фотонов сигнала на входе приемника зависит от квантовой эффективности фотокатода: $\bar{n}_ф = \bar{n}_c/\eta$. Энергия порогового сигнала равняется

$$E_п = \bar{n}_ф hf.$$

Величина квантовой эффективности фотокатодов для длин волн диапазона 0,4—1,2 *мкм* лежит в пределах $\eta = 0{,}3 \div 0{,}01$.

В соответствии с этим энергия порогового сигнала при $D = 0{,}999$ и $n_0 = 1$ составляет величину порядка $10^{-17} \div 10^{-15}$ *дж*.

Следует отметить, что для случая обнаружения оптического сигнала энергетическим приемником не удается ввести параметры типа отношения сигнал/шум, однозначно определяющего вид характеристик обнаружения. Они оказываются параметрически зависимыми также от уровня шумов $\bar{n}_п$.

Если число статистически независимых компонент сигнала мало, распределение потока сигнальных фотоэлектронов оказывается отличным от пуассоновского и величина порогового сигнала возрастает.

Наибольший пороговый сигнал будет соответствовать $k = 1$, т. е. «дружным» флуктуациям.

Распределение числа фотоэлектронов за время длительности импульса в этом случае подчиняется статистике Бозе — Эйнштейна

$$p(n) = \frac{\bar{n}^n}{(1 + \bar{n})^{n+1}}.$$

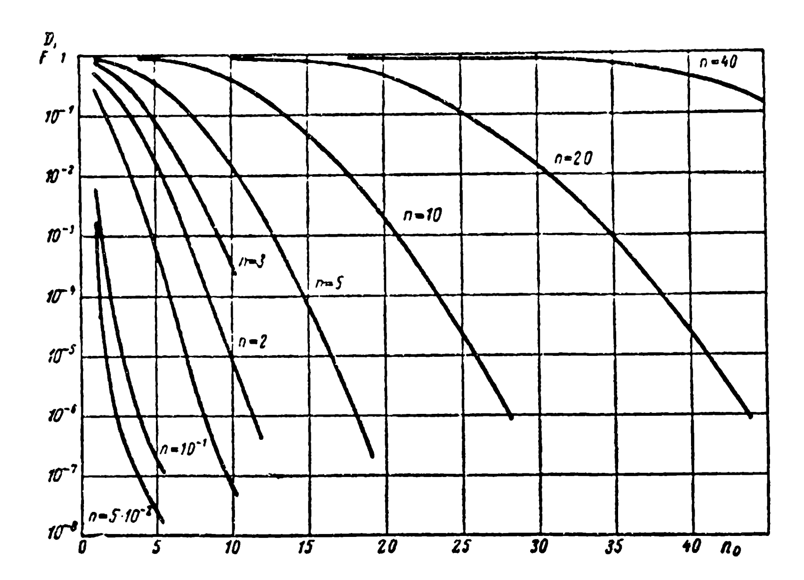


Рис. 29-50. Характеристики обнаружения при пуассоновском потоке фотонов. Параметром характеристик является полное число фотоэлектронов $\bar{n}$.

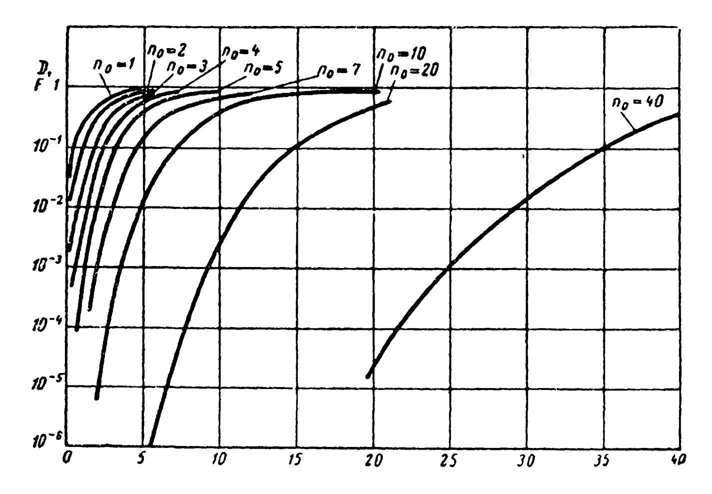


Рис. 29-51. Характеристики обнаружения при пуассоновском потоке фотонов. Параметром кривых является пороговое число фотоэлектронов n_0.

Пороговый сигнал при малом уровне шумов может быть найден из соотношения

$$D = P(n \geqslant n_0) = \sum_{n=n_0}^{\infty} \frac{\bar{n}_c^n}{(1+\bar{n}_c)^{n+1}} =$$

$$= 1 - \sum_{n=0}^{n_0-1} \frac{\bar{n}_c^n}{(1+\bar{n}_c)^{n+1}} = \left(\frac{\bar{n}_c}{1+\bar{n}_c}\right)^{n_0}, \quad (29\text{-}50)$$

Если требуется высокая надежность обнаружения ($D > 0{,}9$), то величина порогового сигнала при «дружных» флуктуациях будет более чем на порядок превышать пороговый сигнал, соответствующий быстрым флуктуациям.

Определив величину порогового сигнала для каждого конкретного случая применения, по приведенным в начале раздела формулам можно определить требуемую энергию излучения.

Оптическая связь

Благодаря когерентности излучения ОКГ можно получать узкие пучки излучения при небольших размерах фокусирующих систем. Высокая концентрация излучения дает возможность поддерживать связь

на больших расстояниях и резко ослаблять взаимные помехи между работающими передатчиками. При этом может быть получен существенный выигрыш в дальности действия по сравнению с системами радиосвязи. В системах направленной связи угловая нестабильность установки луча должна быть значительно меньше его ширины. Поэтому одной из важнейших проблем оптической связи является разработка систем поиска, захвата и точного углового сопровождения излучения корреспондента. При работе в условиях атмосферы, помимо ослабления, вызываемого поглощением и рассеянием оптических излучений, необходимо учитывать также то, что турбулентность и вызываемая ею рефракция ограничивают минимально возможную ширину луча. Судя по опыту астрономических наблюдений, затруднительно поддержание связи, если ширина луча менее 1″.

Мощность передатчика $P_{пер}$, необходимая для реализации заданной дальности связи r, зависит от характера сигнала (непрерывный, импульсный) и способа приема (когерентный усилитель, квантовый счетчик). Наиболее экономным с точки зрения затраты мощности на единицу передаваемой информации является импульсный режим работы передатчика при приеме на квантовый счетчик. Особенности расчета импульсных линий с учетом статистики потоков фотонов рассмотрены выше в параграфе, посвященном оптической локации.

Квантовый усилитель и супергетеродинный приемник нельзя использовать для приема единичных фотонов, поскольку уровень собственного шума таких приемников имеет величину порядка 1 кванта на каждый герц полосы пропускания: $P_ш = hfB$, *вт*. По аналогии с приемными устройствами радиодиапазона шум линейного тракта таких приемников может быть охарактеризован коэффициентом шума $Ш$ или шумовой температурой $t_ш$:

$$Ш = \frac{P_ш}{\frac{1}{2} hfB}; \quad T_ш \approx \frac{hf}{K}, \ ^\circ\text{К}.$$

По известным $Ш$ или $T_ш$ расчет линии связи при любом способе модуляции производится совершенно аналогично расчету систем радиодиапазона.

В настоящее время для приема излучений ОКГ в диапазоне видимого света чаще всего используются фотоэлектронные умножители. Рассмотрим особенности расчета линии связи при приеме на ФЭУ непрерывно модулированных (например, по амплитуде) сигналов.

При распространении излучения в свободном пространстве мощность сигнала $P_{пр}$, поступающего на вход приемника, равна мощности передатчика, помноженной на отношение площади апертуры приемника $A_{пр}$ к площади $A_{осв}$, освещенной излучением передатчика:

$$P_{пр} = P_{пер} \frac{A_{пр}}{A_{осв}} = P_{пер} \frac{A_{пр}}{r^2 \Omega_{пер}}, \qquad (29\text{-}51)$$

где $\Omega_{пер}$ — телесный угол излучения передатчика.

Основными источниками шума при приеме являются: 1) излучение фона, 2) квантовые флуктуации принимаемого сигнала, 3) темновой ток фотокатода. Темновой ток обычно невелик и может быть уменьшен охлаждением фотокатода. При больших коэффициентах умножения можно также пренебречь шумами усилителя, следующего за ФЭУ.

Мощность шума фона равна:

$$P_ф = B\Omega_{пр}A_{пр}\Delta\lambda,$$

где B — яркость неба, *вт* $\cdot$ *м*$^{-2}$ $\cdot$ *стерад*$^{-1}$ $\times$ $\times \mathring{A}^{-1}$.

Учитывая, что

$$A_{пр} = \Omega_{пр} r,$$

$$P_ф = B\frac{A_{пр}}{r^2} \Omega_{пр} r^2 \Delta\lambda =$$

$$= BA_{пр} \Omega_{пр} \Delta\lambda = EA_{пр} \Delta\lambda, \qquad (29\text{-}52)$$

где $E = B\Omega_{пр}$ (*вт* $\cdot$ *м*$^{-2}$ $\cdot$ $\mathring{A}^{-1}$) — спектральная плотность потока фонового излучения.

При связи в ночное время, а также в космическом пространстве основную роль играют квантовые флуктуации полезного сигнала. Если принять, что флуктуации числа принимаемых фотонов следуют распределению Пуассона и среднее число падающих на раскрыв приемной антенны в секунду фотонов равно $\bar{N}$, то дисперсия отклонения числа фотонов от среднего значения

$$\Delta\bar{N}_0^2 = \bar{N}_0.$$

При полосе последетекторного тракта ΔF время разрешения приемника $\Delta t = 1/2\Delta F$ и дисперсия отклонения числа фотонов за время разрешения

$$\Delta\bar{N}^2 = \frac{\bar{N}_0}{\Delta t} = 2\bar{N}_0 \Delta F \text{ и } \Delta\bar{N} = \sqrt{2\bar{N}_0\Delta F}.$$

Учтя, что энергия фотона $E_ф = hf$, получим, что мощность квантового шума

$$P_{ш.кв} = \Delta\bar{N}\, hf = \sqrt{2\bar{N}_0 \Delta F}\, hf.$$

Мощность принимаемого сигнала $P_{пр} = \bar{N}_0 hf$. Тогда

$$P_{ш.кв} = \sqrt{2P_{пр}\, hf\, \Delta F}.$$

Отношение мощности сигнала $P_{пр}$ к флуктуационной составляющей в потоке полезного сигнала будет равно:

$$\frac{P_{пр}}{P_{ш.кв}} = \sqrt{\frac{\bar{N}_0}{2\Delta F}}.$$

Отношение сигнал/шум на выходе идеального квадратичного детектора будет равно:

$$\left(\frac{P_{пр}}{P_{ш.кв}}\right)^2=\frac{\overline{N_0}}{\Delta F}.$$

Среднее число электронов, выбиваемых фотонами сигнала за время разрешения приемника,

$$\overline{n}=\eta\,\overline{N},$$

где η — квантовая эффективность фотокатода. Шумовой ток, вызываемый квантовыми флуктуациями сигнала,

$$I_{ш.кв}=\Delta ne=\eta\Delta Ne,$$

где e — заряд электрона; $\overline{\Delta n^2}=2\overline{n}\Delta F$.

При совместном действии квантовых и фоновых шумов мощность шума

$$P_ш=2e(I_{ш.кв}+I_{ш.ф})\Delta F=2eI_ш\Delta F,$$

где $I_{ш.кв}$ и $I_{ш.ф}$ — соответственно постоянные составляющие токов, обусловленных квантовыми и фоновыми шумами:

$$I_{ш.кв}=n_c e;\quad I_{ш.ф}=n_ф e;$$

$$P_ш=2e(n_c e+n_ф e)\Delta F=2e^2(n_c+n_ф)\Delta F.$$

Пусть амплитуда тока сигнала после фотодетектирования равна I_c. Тогда мощность сигнала при 100%-ной модуляции

$$P_{с.вых}=\left(\frac{I_c}{\sqrt{2}}\right)^2R=\frac{I_c^2R}{2}=$$

$$=\frac{1}{2}\left(\eta\eta_{пр}\frac{P_c}{hf}e\right)^2R.$$

В последнем выражении учтена квантовая эффективность фотокатода η и потери мощности в приемном тракте до фотокатода $\eta_{пр}$. Мощность шума после фотодетектирования

$$P_{ш.вых}=2e^2\eta_{пр}\eta\,[N_c+N_ф]\,\Delta F.$$

Обычно бывает задано требуемое отношение сигнал/шум на выходе

$$\rho_{вых}=\frac{P_{с.вых}}{P_{ш.вых}}=\frac{\frac{1}{2}\left(\frac{P_c}{hf}e\eta_{пр}\eta\right)^2}{2e^2\eta_{пр}\eta\left(\frac{P_c}{hf}+N_ф\right)}.$$

Решая это уравнение относительно P_c, находим мощность сигнала, при которой реализуется заданная $\rho_{вых}$

$$P_c=\frac{2\rho_{вых}\Delta Fhf}{\eta_{пр}\eta}\left(1+\sqrt{1+\frac{\eta_{пр}\eta N_ф}{\rho_{вых}\Delta F}}\right).$$

Введем обозначение

$$M=\frac{\eta_{пр}\eta}{\rho_{вых}\Delta F}.$$

Тогда

$$P_c=\frac{4}{M}hf\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\sqrt{1+MN_ф}\right).$$

Из последнего выражения следует, что если $MN_ф\ll 1$, то с шумами фона можно не считаться и

$$P_c=\frac{4}{M}hf.$$

Если же $MN_ф\gg 1$, то

$$P_c=2hf\sqrt{MN_ф}.$$

Чтобы получить на входе детектора сигнал мощностью P_c, необходима средняя выходная мощность передатчика, равная

$$P_{пер}=\frac{1}{\tau_{пер}\tau_{ср}}\left(\frac{\Theta_{пер}r}{d_{пр}}\right)^2P_c,$$

где $\tau_{пер}$ — коэффициент пропускания оптической системы передатчика; $\tau_{ср}$ — коэффициент пропускания среды (атмосферы); Θ — угловая ширина луча передатчика; r — дальность связи; $d_{пр}$ — диаметр раскрыва приемной антенны.

Голография

Появление лазеров открыло путь для реализации нового метода фотографирования — голографии. Суть этого метода заключается в следующем. Подлежащий фотографированию объект освещается когерентным светом лазера. На фотопластинку падает отраженный от объекта свет и, кроме того, так называемый «опорный сигнал» — свет того же лазера, отраженный от неподвижного зеркала. Таким образом, на пластинке регистрируется суперпозиция волн света опорного и отраженного от объекта. В результате на пластинке запечатлевается характерная интерференционная картина — сложный узор, получившийся за счет наложения световых потоков. Такая запись изображения называется голограммой. Голограмма совершенно не похожа на оригинал, но тем не менее на ней своеобразным оптическим кодом зашифрована вся информация об объекте, которая содержится в обычной фотографии, и сверх того много дополнительной информации, которую невозможно зарегистрировать с помощью обычных фотопроцессов. Для записи голограммы нет необходимости в линзах или других устройствах, формирующих изображение.

Процесс воссоздания изображения является обратным процессу образования интерференционной картины. Голограмма освещается светом лазера. Световые волны, возникающие при прохождении когерентного излучения через голограмму, являются точными копиями тех волн, которые исходили от объекта — оригинала при записи изображения. Полное сходство восстановленных при просвечивании голограммы волн и первичных волн, которые падали на пластинку при изготовлении голограммы, позволяет сделать вывод, что изображение, полученное с помощью голограммы, должно быть неотличимо от объекта, служившего оригиналом.

Изображение, которое можно увидеть, если смотреть на освещаемую лазером голограмму, как в окошко, воспринимается как трехмерное, причем объемный эффект достигается без каких-либо стереоустройств. Кроме того, такому объемному изображению присущи и другие реалистические черты. Так, например, если наблюдатель изменяет свое положение, то изменяется и перспектива изображения. Изменяя точку наблюдения, можно заглянуть за заслоняющий предмет.

Кроме воссоздания естественного объемного изображения голограмма обладает рядом других интересных свойств. Так, например, любой малый участок голограммы может воспроизвести все изображение целиком. Это свойство голограммы объясняется тем, что в идеальном случае каждая точка голограммы воспринимает свет от всех участков объекта и содержит в закодированном виде все изображение.

Таким образом, голограмму можно разрезать на кусочки, но не потерять при этом возможности воссоздания всего изображения. Далее, на одну и ту же пластинку можно последовательно наложить несколько изображений, а затем восстановить каждое из изображений в отдельности, причем другие изображения не будут мешать. Для этого при записи нужно использовать различные частоты лазерных излучений. Так, например, можно при записи использовать три монохроматические волны, соответствующие трем основным цветам. Тогда при восстановлении изображения с помощью трех подобных лазеров будет получено цветное объемное изображение.

Пользуясь для освещения голограммы при воссоздании изображения расходящимся пучком, можно получить большое увеличение изображения, не прибегая к линзам. Тот же результат можно получить, если освещать объект при записи излучением с одной длиной волны, а при восстановлении изображения пользоваться излучением с более короткой длиной волны.

Уже имеется много предложений по использованию голографии в технике кино, телевидении, а также в научных исследованиях. Совершенствование техники лазеров, повышение мощности излучения, увеличение степени когерентности колебаний и т. п. будут способствовать переходу от лабораторных экспериментов к широкому практическому применению методов голографии.

Хотя развитие практических применений лазерной техники и не пошло такими бурными темпами, как это предполагалось первоначально, имеется ряд областей, в которых применение лазеров оказалось очень плодотворным.

Твердотельные лазеры успешно используются в глазной хирургии для присоединения (приваривания) отслоившейся сетчатки. Созданы и используются лазерные установки для резки, сварки и сверления (прожигания отверстий) в стекле, керамике, драгоценных камнях, тугоплавких металлах.

Излучение газовых лазеров используется в метрологии и в разного рода регулировочных работах, где требуется точное выдерживание направлений (наладка и выравнивание турбин, ускорителей частиц, мостов, туннелей, высотных сооружений, при изготовлении крыльев и другой арматуры самолетов и т. п.). Во всех этих случаях лазерное оборудование позволяет получить более высокую точность, нежели «обычные» оптические методы. Проводятся исследования по применению лазеров для измерения скорости потока жидкостей и газов, для обнаружения турбулентности воздуха, для анализа механических натяжений, при различных фотографических процессах. Имеются предположения о возможности использования лазеров в химии для стимулирования разного рода реакций.

Целесообразные направления конкретных применений лазеров для наземной и космической связи, локации, навигации, голографии, ЦВМ всесторонне изучаются, и реализация этих возможностей зависит от технических и эксплуатационных характеристик элементов лазерной техники (генераторов, приемников, модуляторов и т. д.).

Несомненно, что создание оптических квантовых генераторов является новым шагом в развитии многих областей техники и научных исследований, которые ранее базировались только на возможностях радиоэлектроники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Басов Н. Г., Крохин О. Н., Попов Ю. М., УФН, 1960, т. 72, вып. 2, с. 161.

2. Микаэлян А. Л., Тер-Микаэлян М. Л., Турков Ю. Г., Оптические генераторы на твердом теле, «Советское радио», 1967.

3. Чернышев В. Н., Шереметьев А. Г., Кобзев В. В., Лазеры в системах связи, «Связь», 1966.

4. Григорьянц В. В., Жаботинский М. Е., Золин В. Ф., Квантовые стандарты частоты, «Наука», 1968.

5. Никольский И. А., Квантовые усилители, «Энергия», 1964.

6. Косырев Е. А. Молекулярные усилители и генераторы СВЧ, Воениздат, 1963.

7. Жаботинский М. Е., Молекулярные усилители и генераторы, Госэнергоиздат, 1958.

8. Басов Н. Г., Вул Б. М., Попов Ю. М., ЖЭТФ, 37, 587 (1959).

9. Карлов Н. В., Маненков А. А., Квантовые усилители, Итоги науки, серия «физика», ВИНИТИ, 1966.

10. Кобзев В. В., Милинкис Б. М., Емельянов Р. Г., Применение оптических квантовых генераторов для целей связи, «Связь», 1965.

11. Сэнф, Гудвин, Кифер, Кованс, Квантовые усилители в радиолока-

ционных системах, Зарубежная радиоэлектроника № 1, 1962.

12. Катис Г. П., Кравцов Н. В., Чирков Л. Е., Коновалов С. М., Модуляция и отклонение оптического излучения, «Наука», 1967.

13. Изнар А. Н., Федоров Б. Ф., Оптические квантовые приборы в военной технике, «Советское радио», 1964.

14. Чернышев В. Н., Лазеры в космосе, на земле и под водой, Воениздат, 1964.

15. Горелик Г. С., О демодуляционном анализе света, УФН, т. XXXIV, вып. 3, 1948.

16. Куликовский А. А., Линейные каскады радиоприемников, Госэнергоиздат, 1958.

17. Болошин И. А., Герценштейн М. Е., Радиотехника, т. 23, № 5, 1968.

18. Болошин И. А., Герценштейн М. Е., Радиотехника, т. 20, № 8, 1965.

19. Heffner H. PJRE, 50, 1962, № 7.

20. Blocmbergen N., Phys. Rev. Lett 2, 84 (1959).

21. Зуев В. Е., Прозрачность атмосферы для видимых и инфракрасных лучей, «Советское радио», 1966.

22. Гордон Д., ТИРИ, т. 50, № 9, сент. 1962, стр. 1929.

23. Лебедев Д. С., Левитин Л. Б., ДАН СССР, № 6, 149, 1963.

24. Левитин Л. Б., Проблемы передачи информации, 1966, 2, 2.

25. Герценштейн М. Е., Радиотехника и электроника, т. XI, № 3, 1966.

26. Курикша А. А., Радиотехника и электроника, т. X, № 9, 1965.

27. Рейффен, Шермен, ТИРИ, т. 51, № 10, 1963.

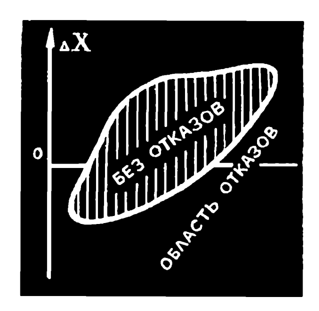
28. Бакут П. А. и др., Проблемы передачи информации, т. II, вып. 4, 1966.

29. Ищенко Е. Ф., Климков Ю. М., Оптические квантовые генераторы, «Советское радио», 1968.

30. Бирнбаум Д., Оптические квантовые генераторы, «Советское радио», 1967.

31. Гейсик Д., Сковил Г., Лазеры, «Однонаправленный лазер бегущей волны», ИИЛ, Москва, 1963.

32. Басов Н. Г., Прохоров А. М., Молекулярное усиление и генерирование колебаний, УФН, 1955, т. 57, в. 3.



РАЗДЕЛ 30

НАДЕЖНОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

СОДЕРЖАНИЕ

30-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ТЕРМИНЫ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ *

Свойство радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) выполнять возложенные на нее функции, сохраняя свои эксплуатационные показатели в течение заданного промежутка времени в пределах, установленных в техническом задании (ТЗ) или технических условиях (ТУ), называется *надежностью.*

Надежность аппаратуры обычно связывается с понятиями работоспособности, безотказности, ремонтопригодности и долговечности.

Под *работоспособностью* понимается состояние РЭА, при котором она способна выполнять возложенные функции с параметрами, установленными требованиями технической документации.

Свойство РЭА сохранять работоспособность в течение некоторого времени наработки без вынужденных простоев называется *безотказностью.*

Поскольку большинство типов РЭА эксплуатируются длительное время, многократно включаются в работу и выключаются, то возможные случаи нарушения состояния работоспособности сопровождаются ремонтом, т. е. восстановлением этого состояния. Поэтому надежность аппаратуры наряду с работоспособностью и безотказностью оценивается также *ремонтопригодностью*, определяемой приспособленностью РЭА к предупреждению, обнаружению и устранению отказов и неисправностей при проведении технического обслуживания и ремонта. Качество и быстрота восстановления аппаратуры определяются не только ремонтопригод-

* Терминология в области надежности составлена в соответствии с ГОСТ 13377-67 «Надежность в технике. Термины».

ностью, но и организацией службы эксплуатации (совершенство автоматизации приборов, применяемых при ремонте аппаратуры; квалификация инженерно-технического персонала; обеспеченность запасным имуществом).

Надежность аппаратуры наряду со свойствами безотказности и ремонтопригодности определяется также свойством *долговечности* — сохранением работоспособности в течение срока эксплуатации РЭА до предельного состояния. В течение этого срока аппаратура может многократно включаться и выключаться, подвергаться ремонту.

Предельное состояние аппаратуры наступает тогда, когда обычные виды технического обслуживания не позволяют поддерживать ее работоспособность на требуемом уровне. В этом случае экономически более целесообразно заменить данный экземпляр аппаратуры новым. Правда, во многих случаях до наступления предельного состояния данный тип аппаратуры устаревает морально и заменяется другим, более современным. Показателями долговечности являются технический ресурс и срок службы РЭА.

Технический ресурс — наработка аппаратуры до предельного состояния, которое указывается в технической документации. Иногда применяются такие показатели, как назначенный ресурс (наработка, при достижении которой эксплуатация прекращается независимо от состояния аппаратуры); ресурс до капитального ремонта (наработка, при достижении которой эксплуатация аппаратуры не допускается без производства капитального ремонта); гамма-процентный ресурс (ресурс, который в среднем имеет и превышает некоторое установленное число γ процентов экземпляров аппаратуры данного типа). Поясним понятие гамма-процентного ресурса. Пусть требуемая наработка аппаратуры составляет 500 *ч*. Тогда для партии, состоящей из большого числа экземпляров аппаратуры данного типа и имеющей, например 90%-ный ресурс ($\gamma=90$), в среднем 90% экземпляров будут работоспособными в течение наработки не менее 500 *ч*.

Срок службы определяется календарной продолжительностью эксплуатации аппаратуры до капитального (среднего) ремонта или до списания.

Состояние аппаратуры или продолжительность эксплуатации, соответствующие невозможности (нецелесообразности) дальнейшей эксплуатации вообще или без производства капитального (среднего) ремонта, должны быть оговорены в технической документаии.

При анализе надежности следует разделять РЭА по способу применения — на *аппаратуру однократного* или *многократного применения* и по способу обслуживания — на *восстанавливаемую* или *невосстанавливаемую*.

На практике наиболее часто приходится встречаться с восстанавливаемыми образцами аппаратуры, возникающие отказы и неисправности которой устраняются путем ремонта или замены отказавшего экземпляра работоспособным. Заметим, что с точки зрения накопления статистических данных по надежности РЭА безразлично, как производится ее восстановление — с помощью ремонта или заменой на новый экземпляр. При этом сама аппаратура состоит преимущественно из неремонтируемых элементов (резисторы, конденсаторы, электронные приборы) или узлов (функциональные узлы, собранные на микромодулях, печатные, гибридные или твердые схемы). Но эти элементы или узлы во многих случаях могут изыматься из аппаратуры и на их место устанавливаться работоспособные элементы (узлы).

Невосстанавливаемой, например, является аппаратура однократного применения, устанавливаемая на борту ракет или непилотируемых космических объектов, да и то только на время их полета, поскольку при хранении и при подготовке к применению по назначению работоспособность аппаратуры может быть проверена и при обнаружении недопустимых отклонений восстановлена.

По характеру сохранения работоспособности РЭА целесообразно разделять на два типа:

аппаратура первого типа, имеющая всего два состояния: работоспособное, когда все рабочие (основные) параметры лежат в пределах установленных допусков, и неработоспособное, когда хотя бы один из рабочих параметров выходит за эти пределы;

аппаратура второго типа, имеющая несколько (в общем случае — множество) состояний, в каждом из которых ее работоспособность характеризуется различными уровнями, достаточными для выполнения возложенных функций.

К аппаратуре первого типа относятся сравнительно несложные одноканальные образцы, выполненные без применения или с применением резервирования (за исключением случая функционального резерва).

К аппаратуре второго типа относятся обычно сложные системы с функциональным резервом, обратными связями, многоканальные системы и т. д. Вследствие избыточности в структуре аппаратуры второго типа появление отказов отдельных элементов, узлов и часто даже блоков не приводит к отказу аппаратуры, но может ухудшить качество функционирования аппаратуры или, как говорят, эффективность ее применения.

Понятие об отказах и неисправностях. В процессе эксплуатации у РЭА могут быть периоды исправного и неисправного состояний. Исправным называется такое состояние РЭА, при котором она удовлетворяет всем требованиям, установленным как в отношении рабочих (основных) параметров, так и в отношении второстепенных параметров, которые характеризуют внешний вид, удобства эксплуатации и т. д. Соотношение между этими периодами

определяется уровнем надежности аппаратуры, достигнутым при конструировании и производстве, условиями эксплуатации, приспособленностью к выполнению восстановительных и профилактических работ, а также уровнем организации работы обслуживающего персонала.

Особенно важным при оценке надежности РЭА является установление понятия отказа. Под *отказом* понимается событие, являющееся следствием потери РЭА способности выполнять заданные функции на требуемом уровне или ухода хотя бы одного из рабочих (основных) параметров аппаратуры за пределы установленных допусков, оговариваемых в ТЗ или ТУ. При этом безразлично, каким образом произошло это событие, внезапно или постепенно. Иногда к отказам относят только уходы рабочих параметров, при которых аппаратура полностью утрачивает свою работоспособность (полный отказ). Во всяком случае, в зависимости от назначения аппаратуры, условий эксплуатации, предъявляемых требований к качеству функционирования понятие отказа обязательно должно быть уточнено и согласовано между разработчиками (поставщиками) и заказчиками аппаратуры.

Возникающие нарушения исправного состояния аппаратуры, не связанные с уходом рабочих параметров за пределы установленных допусков, называются *второстепенными неисправностями* (иногда дефектами). Поскольку неисправности типа отказа всегда выделяются в особую группу, то, говоря о второстепенных неисправностях, слово «второстепенные» часто опускают. К неисправностям (дефектам) относят отклонения во внешнем виде аппаратуры от требований технической документации, нарушения в органах включения, переключения, настройки, регулировки аппаратуры, не препятствующие нормальной эксплуатации аппаратуры, но создающие неудобства обслуживающему персоналу или могущие в будущем привести к отказам, и др.

По характеру изменения параметров до момента возникновения отказа различают внезапные и постепенные отказы.

Внезапные отказы, называемые иногда также катастрофическими, характеризуются неожиданным изменением значений одного или нескольких основных параметров аппаратуры. Они являются результатом скрытых недостатков технологии производства или скрытых изменений параметров, накапливающихся в процессе эксплуатации при таких воздействиях, как удары, вибрации и др. Причиной внезапных отказов могут быть также неправильные действия обслуживающего персонала, приводящие, например, к поломкам.

Постепенные отказы характеризуются сравнительно медленным изменением параметров РЭА во времени и вызываются старением или износом отдельных элементов, а также нарушением регулировки. При этом уход параметров от определенного начального уровня обычно может быть зарегистрирован с помощью измерительных приборов.

Принципиальной разницы между внезапным и постепенным отказами нет. Внезапные отказы в большинстве случаев также являются следствием постепенного, но скрытого от наблюдения изменения параметров элементов, например изнашивания механических узлов, когда факт их непосредственной поломки воспринимается как внезапное событие.

В настоящее время методы, положенные в основу измерений параметров аппаратуры, не позволяют еще заметить в изменении исправного состояния элементов аппаратуры такие отклонения, которые своевременно могли бы предупреждать

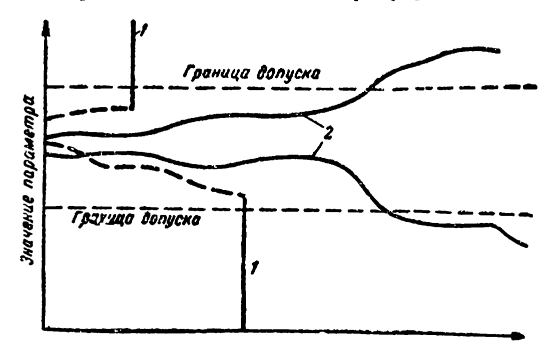


Рис. 30-1. Графическое представление возникновения внезапных и постепенных отказов.

1 — характер изменения параметра при внезапном отказе (в зависимости от типа элемента или узла параметр может возрастать или падать); *2* — характер изменения параметра при постепенном отказе.

о близости этих отклонений к неисправному состоянию. Значительная их часть остается незамеченной и накапливается до момента внешнего проявления, которое, как правило, и определяет внезапный отказ. Применение методов «неразрушающего» контроля (рентгенотелевизионный, инфракрасный и др.) позволяет поднять диагностику работоспособности элементов и узлов на новый, более высокий по сравнению с обычными методами уровень.

На рис. 30-1 показано отличие во внешнем проявлении внезапных и постепенных отказов: внезапные отказы характеризуются скачкообразным уходом параметров за пределы допуска, постепенные — сравнительно монотонным.

Процесс возникновения во времени как внезапных, так и постепенных отказов является случайным процессом. Это позволяет для оценки надежности пользоваться методами теории вероятностей и математической статистики.

В зависимости от связи с другими отказами различают независимые и зависимые отказы.

Независимым отказом, называемым иногда одиночным, является отказ, возникающий независимо от того, произошли или нет отказы других элементов аппаратуры.

Независимые отказы в большинстве случаев возникают только в одном из элементов аппаратуры (перегорание нити накала или потеря эмиссии электронной лампы, обрыв электрического соединения и т. д.).

Зависимый отказ возникает в одном или нескольких элементах аппаратуры в результате имевшего место отказа другого элемента (узла). Например, в случае короткого замыкания между электродами электронной лампы обычно одновременно перегорает резистор в ее анодной цепи из-за прохождения большого тока в момент короткого замыкания в лампе. Иногда зависимый отказ называют групповым.

В соответствии с возможностью или невозможностью использования аппаратуры после возникновения отказа различают полные и частичные отказы.

Полным отказом называется такое событие, после которого невозможно использовать аппаратуру до тех пор, пока не будет устранена причина отказа.

Частичный отказ обычно связан с ухудшением какой-либо одной из характеристик (параметров) аппаратуры, причем некоторое время, до устранения причины отказа, она иногда может использоваться. Например, понижение чувствительности приемника (за пределы установленного допуска) не исключает возможности вести некоторое время прием.

Чтобы иметь статистические данные для расчета необходимого количества запасных элементов с целью обеспечения работоспособности РЭА, при анализе отказов целесообразно различать их по методу устранения на отказы, устраняющиеся без замены элементов, например путем регулировки, и отказы, ликвидация которых связана с заменой элементов.

Кроме того, при анализе статистических данных по отказам РЭА следует различать устойчивые отказы, устраняющиеся только в результате восстановления аппаратуры, и самоустраняющиеся отказы («сбои», перемежающиеся отказы), которые могут самопроизвольно исчезать, не требуя восстановления аппаратуры. Самоустраняющиеся отказы особенно неприятны в цепях электронных вычислительных машин («сбои»). Появление «сбоев» трудно обнаружить, поскольку параметры аппаратуры при этом могут не измениться.

В процессе испытаний или эксплуатации аппаратуры следует определять причинность возникающих отказов. По причинности отказы принято разделять на:

отказы, вызванные схемно-конструктивными недостатками, устранение которых зависит от разработчика аппаратуры (с этой целью аппаратура подвергается в процессе эксплуатации доработкам);

отказы, вызванные производственными недостатками (ошибки монтажа, нарушения или недостатки технологии производства и т. д.);

отказы, вызванные недостаточной надежностью комплектующих элементов;

отказы, вызванные ошибками инженерно-технического персонала, эксплуатирующего аппаратуру.

Анализ отказов по причинности позволяет разработать рекомендации по устранению систематических отказов путем конструктивной доработки аппаратуры, изменения технологии производства, а также по внесению изменений в инструкцию по эксплуатации с целью предупреждения грубых ошибок обслуживающего персонала, приводящих к отказам.

30-2. ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ НЕВОССТАНАВЛИВАЕМОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ПЕРВОГО ТИПА

В большинстве случаев приходится оценивать три вида показателей надежности: показатели безотказности, показатели ремонтопригодности, показатели сохранности. Эти показатели целесообразно подразделять на оперативные и технические. Оперативные показатели связываются с временем, в течение которого аппаратура должна безотказно работать, находиться в работоспособном состоянии и т. д. Технические показатели в отличие от оперативных для данного типа аппаратуры обычно не зависят от рассматриваемого промежутка времени и могут использоваться для планирования профилактических мероприятий.

С помощью показателей надежности производится оценка случайных величин: времени безотказной работы, времени восстановления, времени сохранения параметров (при хранении).

Показатели безотказности

Вероятность безотказной работы (в течение заданного времени). Этот показатель является основным оперативным показателем безотказности для аппаратуры первого типа. Определяется он как вероятность того, что время T безотказной работы аппаратуры будет больше заданного оперативного времени t работы:

$$p(t) = P\{T > t\}. \qquad (30\text{-}1)$$

Статистически значение $p(t)$ оценивается отношением числа однотипных экземпляров РЭА, продолжающих после истечения времени t безотказно работать, к общему числу N_0 экземпляров аппаратуры, исправных в момент времени $t=0$:

$$p^*(t) = \frac{N_0 - n(t)}{N_0} = 1 - \frac{n(t)}{N_0}$$

$$[n(t) \leqslant N_0], \qquad (30\text{-}2)$$

где $n(t)$ — число экземпляров, отказавших за время t.

Здесь и дальше значком * будем обозначать статистические значения показателей надежности.

Формула (30-2) применяется для оценки надежности невосстанавливаемых типов аппаратуры и основным условием получения достоверной оценки является накопление большого числа опытных данных, т. е. увеличение числа N_0.

Формула (30-2) не может, вообще говоря, применяться для восстанавливаемой аппаратуры, поскольку в этом случае величина $n(t)$ может быть любой, в том числе большей величины N_0 (некоторые экземпляры РЭА за время t могут отказать неоднократно).

Вероятность безотказной работы — показатель, зависящий от времени, установленного для данного типа аппаратуры в зависимости от ее оперативного назначения и конструктивно-технических особенностей. Естественно, этот показатель неоднозначен: для аппаратуры, обладающей вполне определенной надежностью, вероятность безотказной работы уменьшается с увеличением промежутка времени, в течение которого аппаратура должна работать непрерывно.

Часто приходится пользоваться понятием *вероятности отказа за время t*, т. е. вероятности события, противоположного событию безотказной работы:

$$q(t) = P\{T \leqslant t\} = 1 - p(t). \qquad (30\text{-}3)$$

Функция $q(t)$ представляет собой при $0 \leqslant t < \infty$ функцию распределения случайной величины T (интегральный закон распределения).

Статистически значение $q(t)$ оценивается отношением числа экземпляров $n(t)$, отказавших за время t, к общему числу экземпляров N_0, исправных в момент $t=0$:

$$q^*(t) = \frac{n(t)}{N_0}. \qquad (30\text{-}4)$$

На рис. 30-2 приведена временна́я диаграмма, поясняющая статистическое определение показателей безотказности.

Пример. На испытаниях (эксплуатации) находится 14 невосстанавливаемых экземпляров РЭА с распределением времени до отказа каждого из них, представленным на рис. 30-2. Найдем по формуле (30-2) значение $p^*(t)$ для $t=15$ *ч* и $t=30$ *ч*:

$$p^*(t = 15\,ч) = \frac{14-2}{14} = 0{,}857;$$

$$p^*(t = 30\,ч) = \frac{14-4}{14} = 0{,}714.$$

Рассматривая рис. 30-2, можно сделать вывод о небольшой точности получаемых результатов. Действительно, получаем, например, значение $p^*(t=15\ ч) = p^*(t=25\ ч)$. Но, очевидно, значение вероятности $p(t=15\ ч) > p(t=25\ ч)$. Это расхождение статистических и вероятностных показателей будет уменьшаться по мере увеличения статистических данных, т. е. увеличения числа N_0. Методы оценки вероятностных показателей надежности с помощью статистических показателей приводятся в § 30-10.

В случае, если функция $q(t)$ дифференцируема, можно получить плотность распределения времени T (дифференциальный закон распределения).

Частота отказов и интенсивность отказов. Дифференциальный закон распределения времени базотказной работы применяется в качестве показателя безотказности невосстанавливаемых образцов аппаратуры в двух формах:

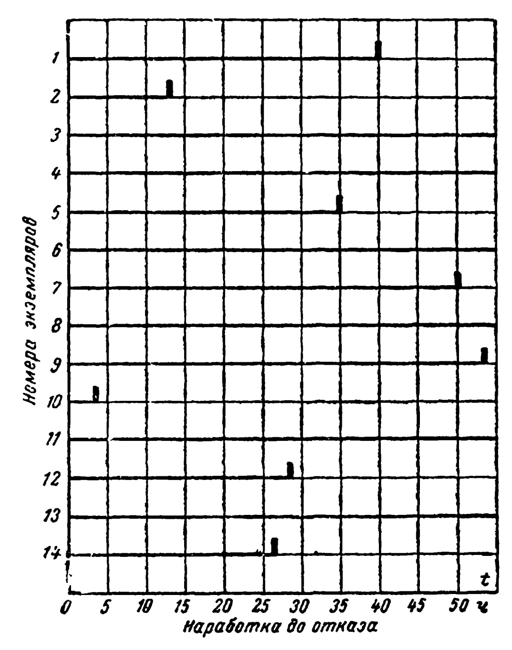


Рис. 30-2. Распределение времени работы (наработки) до отказа невосстанавливаемых экземпляров аппаратуры.

как безусловная плотность распределения, имеющая смысл частоты отказов (сам по себе этот показатель для оценки надежности практически применяется редко);

как условная плотность распределения, имеющая смысл интенсивности отказов (этот показатель широко применяется при расчетах и оценке надежности, задается в ТУ на комплектующие элементы аппаратуры, но обычно не задается на аппаратуру).

Частота отказов $f(t)$ представляет собой скорость «падения» вероятности безотказной работы аппаратуры и математически определяется как

$$f(t) = -\frac{dp(t)}{dt}. \qquad (30\text{-}5)$$

Статистически значение частоты отказов определяется отношением числа отказов в единицу времени, к количеству исправных

экземпляров аппаратуры в момент времени $t=0$:

$$f^*(t) = \frac{n(t+\Delta t) - n(t)}{N_0 \Delta t} = \frac{\Delta n}{N_0 \Delta t}, \qquad (30\text{-}6)$$

где $n(t+\Delta t)$ — количество экземпляров, отказавших к моменту времени $t+\Delta t$.

На практике для получения удовлетворительной точности результатов оценки статистических данных по отказам выбирают величину Δt не более $(0{,}05 \div 0{,}1)t$.

Интенсивность отказов $\lambda(t)$ представляется как

$$\lambda(t) = -\frac{p'(t)}{p(t)} = \frac{f(t)}{p(t)}. \qquad (30\text{-}7)$$

Из формулы (30-7) следует, что интенсивность отказов есть условная плотность распределения [при $p(t)=1$ совпадает с безусловной].

Статистически интенсивность отказов определяется как отношение числа Δn отказавших в единицу времени экземпляров аппаратуры к числу $n_и(t)$ экземпляров, которые исправны в момент времени t:

$$\lambda^*(t) = \frac{n(t+\Delta t) - n(t)}{(N_0 - n(t))\,\Delta t} = \frac{\Delta n}{n_и(t)\,\Delta t}. \qquad (30\text{-}8)$$

Пример. С помощью данных рис. 30-2 определим значения $f^*(t)$ и $\lambda^*(t)$ для $t=25$ *ч*.

По формулам (30-6) и (30-8) находим для случая, когда $\Delta t = 2$ *ч*:

$$f^*(t = 25\,ч) = \frac{1}{14 \cdot 2} \approx 0{,}0357\ отказов/ч;$$

$$\lambda^*(t = 25\,ч) = \frac{1}{(14-2)\cdot 2} \approx 0{,}0417\ отказов/ч.$$

Примечание. Если бы за промежуток времени $\Delta t = 2$ *ч* не произошло ни одного отказа, то этот промежуток пришлось бы расширить до попадания в него хотя бы одного события. Ясно, что в этом случае уменьшилась бы точность расчетов. При числе экземпляров аппаратуры больше 30—40 точность расчетов становится удовлетворительной.

Представляя формулу (30-7) в виде

$$\lambda(\tau)\,d\tau = -\frac{dp(\tau)}{p(\tau)}$$

и интегрируя данное уравнение в пределах $(0, t)$, получаем:

$$p(t) = e^{-\int_0^t \lambda(\tau)\,d\tau}. \qquad (30\text{-}9)$$

Это выражение иногда называют *общим законом надежности*, который применим для любых потоков отказов невосстанавливаемой аппаратуры. Под *потоком отказов* понимается последовательность событий (каждое событие — отказ), происходящих одно за другим в произвольные моменты времени. Поскольку для невосстанавливаемой аппаратуры каждый экземпляр может отказать только один раз, то говорить о потоке отказов следует для совокупности экземпляров (рис. 30-2).

Аппаратура состоит из большого числа элементов (тысячи, десятки и даже сотни тысяч). Каждый в отдельности взятый элемент имеет обычно большой срок службы. Совокупность же отказов всех элементов определяет поток отказов, в котором доля одного элемента очень мала. Потоки отказов могут быть в вероятностном отношении различными. Среди потоков особое место занимает называемый *простейший поток*, характеризующийся стационарностью, ординарностью и отсутствием последействия. Если поток отказов стационарен, то вероятность возникновения k отказов в промежутке времени t_1, t_1+t_2 не зависит от того, где на оси времени расположен этот промежуток, а зависит только от длины промежутка. Если поток отказов ординарен, то вероятность возникновения двух и более отказов за небольшой промежуток времени ничтожно мала по сравнению с вероятностью возникновения одного отказа. Говорят, что в потоке отсутствует последействие, если характер возникновения отказов после момента времени t_1 не зависит от того, каким образом и когда происходили отказы до этого момента времени.

Вообще говоря, для аппаратуры с большим числом элементов справедливо следующее правило [Л. 23]:

при суммировании большого числа стационарных ординарных потоков с практически любым последействием образуется поток, сколь угодно близкий к простейшему потоку, если только каждый в отдельности поток оказывает на суммарный поток достаточно равномерное и небольшое влияние (мала интенсивность отказов).

Если в аппаратуре много зависимых элементов, когда отказ одного элемента практически мгновенно приводит к отказу зависимых, условие ординарности может быть нарушено. Иногда в аппаратуре большой процент отказов вызывает незначительная группа элементов (например, магнетроны, клистроны, модуляторные и подмодуляторные лампы). В этом случае может нарушиться стационарность потока отказов. В теории надежности и массового обслуживания часто пользуются понятием *простейшего нестационарного потока,* в котором соблюдаются условия ординарности и отсутствия последействия, а параметр потока (например, интенсивность отказов) во времени является переменным.

Экспоненциальный закон надежности. Для случая, когда поток от-

казов удовлетворяет свойствам простейшего потока, т. е. когда $\lambda(t) = \mathrm{const}$, формула (30-9) приобретает вид:

$$p(t) = e^{-\lambda t}. \tag{30-10}$$

Данная закономерность получила название экспоненциального закона надежности.

Как показывает опыт эксплуатации многих типов радиоэлектронной аппаратуры, экспоненциальный закон надежности оказывается практически применимым после того, как аппаратура прошла период «приработки» (50—100 *ч* эксплуатации) в течение нескольких лет эксплуатации, до периода массового старения ее элементов [Л. 12].

Средняя наработка до отказа (средняя наработка до первого отказа). Наиболее распространенным техническим показателем надежности для невосстанавливаемой аппаратуры, определяемым по множеству экземпляров, является средняя наработка T_0 до отказа (этот показатель иногда называют также средним сроком службы):

$$T_0 = M[T] = \int_0^\infty tf(t)\,dt = \int_0^\infty p(t)\,dt, \tag{30-11}$$

где $M[T]$ — математическое ожидание случайной величины T.

В случае экспоненциального закона надежности значение $T_0 = 1/\lambda$ и с учетом (30-10) имеем:

$$p(t) = e^{-t/T_0}. \tag{30-12}$$

Формула (30-12) показывает, что при заданном времени t вероятность безотказной работы будет тем больше, чем большее значение имеет средняя наработка аппаратуры до отказа.

Статистически средняя наработка до отказа по группе однотипных экземпляров аппаратуры определяется как отношение суммы времени наработки каждого из них до появления отказа к общему числу экземпляров N_0, исправных в момент $t = 0$:

$$T_0^* = \frac{1}{N_0}(t_1 + t_2 + \cdots + t_i + \cdots + t_{N_0}) = \frac{1}{N_0}\sum_{i=1}^{N_0} t_i, \tag{30-13}$$

где t_i — время наработки до отказа i-го экземпляра.

Не всегда на практике удается получить при определении значения T_0^* время наработки до отказа каждого из наблюдаемых (испытываемых) устройств. В этом случае пользуются формулой, дающей при небольшом числе экземпляров N_0 менее точные значения, чем те, которые получаются по формуле (30-13) [Л. 36]:

$$T_0^* = \frac{1}{k}\left[\sum_{i=1}^{k} t_i + (N_0 - k)\,t_к\right], \tag{30-14}$$

где k — число отказов;
N_0 — количество испытываемых экземпляров аппаратуры;
$t_к$ — время наработки до k-го отказа ($t_1 < t_2 < \ldots < t_i < \ldots < t_k$).

В формуле (30-14) последний член суммы дает наработку тех экземпляров, которые не отказали до конца наблюдений (испытаний).

Пример. Найти величину T_0^* по данным рис. 30-2, используя формулу (30-14):

$$T_0^* = \frac{1}{8}\left[\sum_{i=1}^{8} t_i = 248 + (14 - 8)\,53\right] \approx$$
$$\approx 71\ ч.$$

Коэффициент готовности. Для невосстанавливаемой в процессе использования аппаратуры важным оперативным показателем является показатель, оценивающий вероятность того, что в произвольный момент времени аппаратура будет находиться в исправном состоянии. Таким показателем является коэффициент готовности, определяемый как отношение средней наработки до отказа к суммарному значению средней наработки до отказа и среднего времени восстановления аппаратуры:

$$k_г = \frac{T_0}{T_0 + T_в}, \tag{30-15}$$

где $T_в$ — среднее время восстановления аппаратуры (при подготовке аппаратуры к применению, при проверках хранящейся аппаратуры).

Как уже говорилось, невосстанавливаемая аппаратура может подвергаться восстановлению, но производится оно только на этапах подготовки аппаратуры к применению, в процессе хранения и в период выполнения плановых профилактических работ. Определение величины $T_в$ будет дано ниже.

Для статистического определения величины $k_г$ используются значения T_0^* и $T_в^*$, причем средняя наработка до отказа для аппаратуры однократного применения определяется по тем отказам, которые обнаруживаются на этапах хранения, профилактических работ и подготовки аппаратуры.

В ряде случаев пользуются обобщенным оперативным показателем надежности — *вероятностью нормального функционирования аппаратуры* $p_{н.ф}$ — как вероятностью совмещения двух событий: исправное состояние аппаратуры к началу применения по назначению и ее безотказная работа в течение заданного времени t:

$$p_{н.ф} = k_г p(t). \tag{30-16}$$

Показатели сохранности

Для невосстанавливаемой аппаратуры однократного применения, для которой основным этапом эксплуатации является пе-

риод длительного хранения, важно оценить надежность аппаратуры при хранении. Период хранения имеет значение и для невосстанавливаемой аппаратуры многократного применения, однако в этом случае он обычно не является основным этапом эксплуатации. В качестве показателей сохранности применяются: вероятность безотказного хранения в течение заданного времени $t_{хр}$, интенсивность отказов при хранении и среднее время безотказного хранения аппаратуры.

Наиболее часто на практике пользуются техническим показателем сохранности — *средним временем безотказного хранения* $T_{хр}$. Этот показатель определяется различным образом для аппаратуры, которая при хранении не подвергается профилактическим мероприятиям (проверка работоспособности осуществляется только после периода хранения), и для аппаратуры, которая при длительном хранении подвергается периодическим проверкам работоспособности (в процессе этих проверок устраняются обнаруженные отказы и неисправности).

Для случая беспрофилактического хранения, когда с хранения одновременно в момент $t=t_{хр}$ снимается N_0 экземпляров аппаратуры (все они при этом проверяются):

$$T^*_{хр}=\frac{N_0 t_{хр}}{k}, \qquad (30\text{-}17)$$

где $t_{хр}$ — время хранения аппаратуры;
k — число отказавших экземпляров за время $t_{хр}$.

Формула (30-17) может быть получена как частный случай выражения (30-14) при условии, что $t_1=t_2=...=t_k=t_{хр}$.

Для случая хранения с профилактическими мероприятиями (в процессе хранения аппаратура периодически проверяется и в случае необходимости восстанавливается):

$$T^*_{хр}=N_0\sum_{i=1}^{m}\frac{t_{хрi}}{k_i}=N_0\left[\frac{t_{хр1}}{k_1}+\dots+\frac{t_{хрi}}{k_i}+\dots+\frac{t_{хрm}}{k_m}\right], \qquad (30\text{-}18)$$

где k_i — число отказавших экземпляров из числа N_0 за время $t_{хрi}$, т. е. за время между $(i-1)$-й и i-й проверками аппаратуры;
m — число циклов хранения, по завершении которых производится проверка всех экземпляров и восстановление отказавших (неисправных);
N_0 — общее число хранящихся и подвергаемых периодическим проверкам экземпляров.

Необходимо иметь в виду, что формулы (30-17) и (30-18) при больших значениях $t_{хр}$ дают погрешности, связанные с неопределенностью действительных моментов возникновения отказов (неисправностей) хранящейся аппаратуры.

30-3. ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ ВОССТАНАВЛИВАЕМОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ПЕРВОГО ТИПА

В случае восстанавливаемой или заменяемой аппаратуры показатели надежности и их определение имеют ряд специфических особенностей, поскольку число отказов, а равно число восстановлений или замен, за время эксплуатации может быть любым, даже бо́льшим числа экземпляров аппаратуры, и в этом случае теряется математический смысл таких показателей надежности, как частота и интенсивность отказов.

Показатели безотказности

Для восстанавливаемой аппаратуры применяются в основном следующие показатели безотказности: вероятность безотказной работы за время t, параметр потока отказов, наработка на отказ.

Параметром потока отказов $\Lambda(t)$ называется предельное значение отношения вероятности появления в потоке отказов хотя бы одного отказа за промежуток времени Δt к длине этого промежутка (в том случае, когда предел существует):

$$\Lambda(t)=\lim_{\Delta t\to 0}\frac{p_1(t,\Delta t)+p_{>1}(t,\Delta t)}{\Delta t},$$

где $p_1(t, \Delta t)$ — вероятность появления одного отказа за промежуток времени t, $t+\Delta t$;
$p_{>1}(t, \Delta t)$ — вероятность появления двух, трех и более отказов за промежуток времени t, $t+\Delta t$.

Очевидно, что сумма вероятностей $p_1(t, \Delta t)+p_{>1}(t, \Delta t)$ есть вероятность появления хотя бы одного отказа за промежуток времени t, $t+\Delta t$.

Статистически параметр потока отказов определяется как отношение числа $\Delta n'$ отказавших в единицу времени экземпляров аппаратуры к общему числу N_0 экземпляров, исправных в момент $t=0$, причем в число $\Delta n'$ входят как первоначальные отказы, так и отказы, возникшие после восстановления или замены отказавших экземпляров:

$$\Lambda^*(t)=\frac{\Delta n'}{N_0\Delta t}. \qquad (30\text{-}19)$$

В общем случае величина $\Delta n'$ больше (в частном случае равна) величины Δn в формуле (30-6), т. е. $\Lambda^*(t)\geqslant f(t)$.

Из теории надежности [Л. 12] известно, что параметр потока отказов группы однотипных восстанавливаемых устройств равен интенсивности отказов соответствующих невосстанавливаемых устройств, если потоки отказов в обоих случаях являются простейшими:

$$\Lambda(t)=\lambda(t)=\text{const}. \qquad (30\text{-}20)$$

Из этого вытекает следствие: если поток отказов простейший, то промежутки времени между соседними отказами распределены по экспоненциальному закону с параметром Λ, равным параметру потока отказов.

В этом случае вероятность безотказной работы для восстанавливаемой аппаратуры равна:

$$p(t) = e^{-\Lambda t}, \qquad (30\text{-}21)$$

где Λ — параметр потока отказов.

Одним из наиболее распространенных технических показателей надежности восстанавливаемых экземпляров радиоэлектронной аппаратуры является *наработка на отказ* ($T_{ср}$), представляющая собой среднее значение наработки восстанавливаемой аппаратуры между отказами. Если величина $T_{ср}$ выражается в единицах времени, то допускается применение равнозначного термина *«среднее время безотказной работы»*.

Для одного экземпляра аппаратуры

$$T^*_{ср} = \frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k} t_i, \qquad (30\text{-}22)$$

где k — общее число отказов экземпляра за наблюдаемый период эксплуатации;

t_i — время наработки между $(i-1)$-й и i-м отказами.

Обычно на практике имеются данные по отказам некоторого числа N_0 экземпляров аппаратуры. Тогда

$$T^*_{ср} = \frac{\sum_{j=1}^{N_0}\sum_{i=1}^{k_j} t_{ij}}{\sum_{j=1}^{N_0} k_j}, \qquad (30\text{-}23)$$

где t_{ij} — время наработки между $(i-1)$-м i-м отказами j-го экземпляра аппаратуры;

k_j — число отказов j-го экземпляра.

Пример. На рис. 30-3 приведены результаты испытаний 10 однотипных экземпляров достаточно сложной радиоэлектронной аппаратуры (с числом входящих в нее комплектующих элементов более 5 000 шт.). Используя формулу (30-23), определяем статистическое значение наработки на отказ данного типа аппаратуры.

$$T^*_{ср} = \frac{\text{суммарное время наработки}}{\text{общее число отказов}} \to$$

$$\to \frac{\text{экземпляров до отказа и между отказами}}{\text{общее число отказов}} =$$

$$= \frac{598}{13} = 46 \text{ ч}.$$

Если эксплуатируется (испытывается) число N_0 экземпляров и при этом некоторые экземпляры за время наблюдений не отказывают ни разу, то значение $\overset{*}{T}_{ср}$ определяется по другой формуле:

$$T^*_{ср} = \frac{\sum_{i=1}^{n} t_i + \sum_{j=1}^{s} t_j}{n}, \qquad (30\text{-}24)$$

где t_i — время до i-го отказа или между $(i-1)$-м и i-м отказами;

t_j — время безотказной работы j-го экземпляра;

s — число экземпляров, не отказавших за время наблюдений ни разу;

n — общее число отказов, зарегистрированных для всех экземпляров аппаратуры .

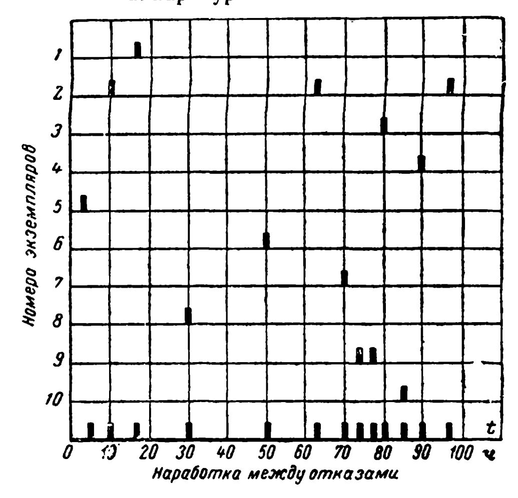


Рис. 30-3. Распределение наработки между отказами восстанавливаемых экземпляров аппаратуры.

Формула (30-24) аналогична формуле (30-14) и справедлива, вообще говоря, в случае, когда поток отказов простейший.

Из теории надежности известно, что если поток отказов аппаратуры простейший, то средняя наработка до отказа T_0 равна наработке на отказ $T_{ср}$.

Можно доказать более общее положение [Л. 12].

Для любого закона распределения времени безотказной работы значение параметра потока отказов восстанавливаемых устройств в установившемся режиме работы, т. е. по истечении некоторого промежутка времени наработки устройств, имеет предел, равный величине, обратно пропорциональной значению средней наработки до отказа:

$$\lim_{t\to\infty} \overline{\Lambda}(t) = \frac{1}{T_0}, \qquad (30\text{-}25)$$

где $\overline{\Lambda}(t)$ — усредненное по времени значение параметра потока отказов.

В качестве обобщенного показателя надежности восстанавливаемой аппаратуры часто, как и для невосстанавливаемой ап-

паратуры, применяется вероятность нормального функционирования аппаратуры:

$$p_{н.ф} = k'_г p(t), \qquad (30\text{-}26)$$

где $k'_г = \dfrac{T_{ср}}{T_{ср} + T_{в.о}}$ — коэффициент готовности для восстанавливаемой аппаратуры.

В формулах (30-26) и (30-15) значения коэффициента готовности в общем случае могут быть не равны (например, если $T_0 \neq T_{ср}$ или $T_в \neq T_{в.о}$). При этом среднее время восстановления аппаратуры $T_{в.о}$ учитывает не только время восстановления экземпляров при их подготовке к применению, но и то время, которое требуется на их восстановление в случае отказов, происходящих в процессе применения.

Показатели ремонтопригодности

Перед применением РЭА в большинстве случаев проходит техническую подготовку, в процессе которой проверяется ее работоспособность, проводится контроль основных технических параметров. В случае обнаружения отказов или неисправностей они устраняются, т. е. происходит восстановление аппаратуры. Кроме того, для предотвращения появления отказов при эксплуатации аппаратуры проводятся профилактические мероприятия (технические осмотры, регламентные работы и др.), в процессе которых обычно выявляются и устраняются (часто путем регулирования) постепенные отказы, обусловленные уходом какого-либо из основных параметров за пределы установленных допусков (разумеется, при профилактических работах устраняются и обнаруженные внезапные отказы). На восстановление утраченного состояния работоспособности аппаратуры расходуются то или иное время обслуживающего персонала, запасные детали (элементы, узлы, блоки), ресурс контрольно-измерительных приборов, применяемых при проверке работоспособности, отыскании и устранении отказов в аппаратуре и т. д.

Для нахождения показателей ремонтопригодности (восстанавливаемости) пользуются случайной величиной — временем выполнения операций по техническому обслуживанию. Эта величина в зависимости от цели накопления статистических данных может быть временем ремонта (восстановления) аппаратуры после возникновения отказов и неисправностей, временем технической подготовки аппаратуры (с учетом времени, затраченного на восстановление аппаратуры, или без его учета), временем выполнения регламентных работ и др.

Оперативным показателем ремонтопригодности аппаратуры является *вероятность восстановления аппаратуры за заданное время* $p_в(t)$ как вероятность того, что время $\tau_в$ восстановления не превзойдет заданного для этих целей времени t:

$$p_в(t) = P\{\tau_в \leqslant t\}. \qquad (30\text{-}27)$$

По определению этой вероятности ясно, что она может представлять функцию распределения времени выполнения операций по восстановлению аппаратуры. Производная от функции $p_в(t)$ по времени дает плотность распределения случайной величины $\tau_в$. В свою очередь, последняя характеристика дает два других показателя ремонтопригодности: частоту выполнения операций по восстановлению (безусловная плотность распределения) и интенсивность выполнения операций по восстановлению (условная плотность распределения).

Частота выполнения операций по восстановлению или просто частота восстановления по аналогии с частотой отказов может быть записана в виде

$$f_в(t) = \frac{1}{N_в}\frac{dn_в(t)}{dt}, \qquad (30\text{-}28)$$

где $n_в(t)$ — число экземпляров аппаратуры, восстановленных за время t (функцию $n_в(t)$ рассматриваем как непрерывную);
$N_в$ — число экземпляров аппаратуры, ожидающих восстановления в момент $t=0$.

Отношение числа восстановлений однотипных экземпляров аппаратуры $\Delta n_в$, завершенных в единицу времени, к числу экземпляров, оказавшихся к началу рассматриваемого промежутка времени $(t, t+\Delta t)$ невосстановленными, называется *интенсивностью восстановления:*

$$\mu_в^*(t) = \frac{\Delta n_в}{[N_в - n_в(t)]\,\Delta t}, \qquad (30\text{-}29)$$

где $[N_в - n_в(t)]$ — число экземпляров аппаратуры, ожидающих восстановления к началу промежутка времени $t, t+\Delta t$.

Интенсивность восстановления связана с вероятностью восстановления соотношением

$$\mu_в(t) = \frac{1}{1 - p_в(t)}\frac{dp_в(t)}{dt}. \qquad (30\text{-}30)$$

Интегрируя (30-30) в пределах $(0, t)$, находим

$$p_в(t) = 1 - \exp\left\{-\int_0^t \mu_в(\tau)\,d\tau\right\}. \qquad (30\text{-}31)$$

Вероятность восстановления за время t может быть определена также с помощью формулы

$$p_в(t) = \int_0^t f_в(\tau)\,d\tau. \qquad (30\text{-}32)$$

По формулам (30-31) и (30-32) можно определить вероятность восстановления радиоэлектронной аппаратуры для любых потоков, характеризующих моменты окончания операций по восстановлению образцов аппаратуры, т. е. для любых законов распределения времени, затрачиваемого на восстановление.

В частном случае, когда поток моментов завершения операций по восстановлению простейший, т. е. $\mu_в(t)=\text{const}$, формула (30-31) принимает вид:

$$p_в(t) = 1 - e^{-\mu_в t}. \qquad (30\text{-}33)$$

Опытные данные говорят о том, что показательный закон (30-33) в отличие от экспоненциального закона надежности редко наблюдается при обслуживании современной сложной радиоэлектронной аппаратуры и только в первом приближении может быть принят при решении задач, связанных с обслуживанием аппаратуры.

Вероятность завершения операций по восстановлению за промежуток времени $(0, t)$ при использовании закона (30-33) не зависит от того, сколько времени обслуживание уже продолжалось до этого промежутка. В этом состоит одно из наиболее существенных ограничений этого закона. В большинстве случаев имеет место «нулевой цикл» обслуживания, по времени занимающий некоторое усредненное значение $t_{мин}$, когда значение $p_в(t_{мин})$ близко к нулю. Например, операции по доставке и подсоединению к аппаратуре измерительных приборов, демонтажу блоков и др. непосредственно не связаны с отысканием и устранением отказов, но занимают у технического персонала некоторый промежуток времени.

Для учета нулевого цикла иногда применяется сдвинутый экспоненциальный закон (рис. 30-4):

$$p_в(t) = \begin{cases} 0 \text{ при } t \leqslant t_{мин}; \\ 1-\exp[-\mu_в(t-t_{мин})] \text{ при } t > t_{мин}. \end{cases} \qquad (30\text{-}34)$$

Этот закон в большом числе практических задач хорошо описывает реальный процесс обслуживания.

Среднее время восстановления аппаратуры при однократном обслуживании определяется по формуле

$$T_в = \int_0^\infty [1 - p_в(\tau)]\, d\tau. \qquad (30\text{-}35)$$

Для случая, когда процесс моментов завершения операций по восстановлению рассматривается как простейший ($\mu_в(t) = \text{const}$), имеем:

$$T_в = \frac{1}{\mu_в}. \qquad (30\text{-}36)$$

Статистически среднее время восстановления однотипных экземпляров аппаратуры при однократном обслуживании определяется следующим образом:

$$T_в^* = \frac{\sum_{i=1}^{N_в} t_{вi}}{N_в}, \qquad (30\text{-}37)$$

где $t_{вi}$ — время, затрачиваемое на выполнение операций по восстановлению i-го экземпляра;

$N_в$ — число восстановленных экземпляров.

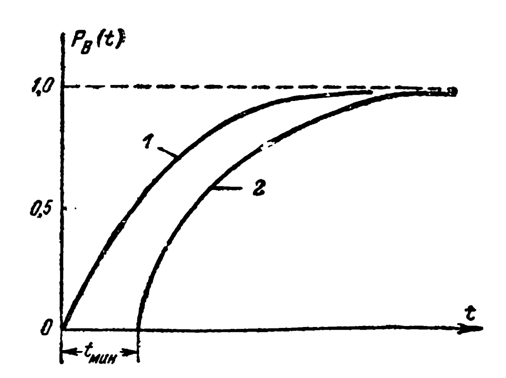


Рис. 30-4. Законы распределения времени восстановления аппаратуры.

1 — показательный закон; 2 — сдвинутый показательный закон.

Эксплуатационные возможности радиоэлектронной аппаратуры при многократном обслуживании могут оцениваться с помощью таких показателей, как вероятность восстановления аппаратуры за заданный промежуток времени, параметр потока восстановлений, среднее время восстановления (среднее время на одно восстановление).

Не останавливаясь на математическом толковании упомянутых показателей, дадим их статистическое представление.

Параметром потока восстановлений (в статистическом смысле) называется отношение числа $\Delta n'_в$ выполненных в единицу времени операций по восстановлению однотипных экземпляров аппаратуры к наблюдаемому числу $N_в$ экземпляров, которые в момент $t=0$ были неисправными:

$$M_в^*(t) = \frac{\Delta n'_в}{N_в \Delta t}, \qquad (30\text{-}38)$$

причем каждый экземпляр аппаратуры может за промежуток времени $t, t+\Delta t$ подвергаться нескольким восстановлениям ($\Delta n'_в \geqslant \Delta n_в$).

Если моменты завершения операций по восстановлению аппаратуры образуют простейший поток, то параметр потока восстановлений аппаратуры многократного обслуживания равен интенсивности восстановле-

Таблица 30-1

Особенности оперативного назначения	Особенности эксплуатации	Показатели надежности	
		оперативные	технические
Аппаратура однократного применения	Невосстанавливаемая (необслуживаемая) до применения	$p(t)$; $k_г$; $t_{хр}$	T_0; $T_{хр}$
	Восстанавливаемая (обслуживаемая) до применения	$p(t)$; $k_г'$; $t_{хр}$; $t_{пр}$	$T_{хр}$; $T_{в.о}$
Аппаратура многократного применения	Невосстанавливаемая за время применения	$p(t)$; $p_{н.ф}=k_г\, p(t)$	T_0; $T_в$
	Восстанавливаемая за время применения	$p(t)$; $p_{н.ф} = k_г'\, p(t)$; $p_в(t)$; $\tau_п$	$T_{ср}$; $T_{в.о}$

ния однотипной аппаратуры однократного обслуживания:

$$M_в(t) = \mu_в(t) = \text{const}. \qquad (30\text{-}39)$$

Среднее время восстановления при многократном обслуживании одного экземпляра аппаратуры (за некоторый календарный срок) статистически определяется:

$$T_{в.о} = \frac{\sum_{j=1}^{k} t_{вj}}{k}, \qquad (30\text{-}40)$$

где $t_{вj}$ — время j-го восстановления экземпляра;

k — число восстановлений.

Необходимо подчеркнуть, что только при простейшем потоке восстановлений величины $T_в$ и $T_{в.о}$ равны между собой.

Здесь были рассмотрены различные показатели, применяемые при оценке надежности аппаратуры первого типа. Однако в большинстве практических случаев используется только некоторая часть показателей в зависимости от особенностей оперативного назначения аппаратуры, особенностей ее эксплуатации. В табл. 30-1 приведены наиболее часто применяемые показатели надежности радиоэлектронной аппаратуры первого типа.

Поясним табл. 30-1. В зависимости от того, какие назначения и условия эксплуатации имеет конкретная аппаратура, наряду с наиболее распространенными показателями, приведенными в этой таблице, могут применяться и другие. Так, например, в число оперативных показателей надежности иногда включаются значения допустимого времени $\tau_п$ перерыва в работе аппаратуры за время применения, времени между очередными профилактическими мероприятиями ($t_{пр}$). Во многих случаях может задаваться предельное время хранения аппаратуры до момента ее применения ($t_{хр}$). В ряде случаев могут потребоваться такие показатели, как, например, допустимая цикличность работы аппаратуры, сохранение показателей надежности после транспортировки аппаратуры в определенных условиях и др. [Л. 1].

30-4. ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ВТОРОГО ТИПА

При оценке качества функционирования сложной аппаратуры, имеющей избыточность в виде частичного резервирования, многоканальности, обратных связей и пр., обычные показатели надежности во многих случаях не дают необходимой информации для оценки. Вследствие избыточности появление отказов отдельных элементов (узлов) в такой аппаратуре часто не приводит к отказу аппаратуры в целом, а в той или иной мере ухудшает качество ее функционирования.

Поэтому при оценке качества функционирования и надежности аппаратуры второго типа пользуются показателями эффективности, понимаемой как мера целесообразности применения данной аппаратуры. Для каждого вида аппаратуры понятие эффективности является конкретным и должно быть определено в ТЗ. Эффективность зависит от многих факторов, в том числе и от надежности.

Часто эффективность оценивается с помощью вероятности выполнения аппаратурой возложенных функций на требуемом уровне, что для аппаратуры первого типа совпадает с вероятностью нормального функционирования.

Для аппаратуры второго типа со счетным числом состояний эффективность функционирования $E(t)$ может быть определена как сумма «средневзвешенных» значений

эффективности для всех возможных состояний:

$$E(t) = \sum_{i=1}^{k} h_i(t) W_i, \qquad (30\text{-}41)$$

где $h_i(t)$ — вероятность того, что аппаратура в момент времени t находится в i-м состоянии;

W_i — показатель эффективности функционирования для i-го состояния.

Пусть, например, радиолокационная станция аэродромного обслуживания имеет два канала, разнесенные по несущей частоте, причем каждый канал в качестве выходного устройства имеет свой индикатор. Отказ в работе любого канала ухудшает качество и удобство наблюдения за воздушной обстановкой, снижает оперативные возможности станции, но в этом случае не прекращается наблюдение за самолетами, идущими на посадку (или уходящими), т. е. отказа в работе станции не наступает. В данном примере отсутствует «чистое» резервирование, поэтому речь идет не о надежности работы станции, а о возможности ведения радиолокационного наблюдения с учетом отказов, могущих иметь место в ее работе. Данная задача относится к определению эффективности функционирования аппаратуры.

Станция может находиться в одном из четырех состояний:

H_0 — состояние, когда безотказно функционируют оба канала станции; вероятность нахождения станции в этом состоянии за время t равна $h_0(t)$;

H_1 — состояние, когда 1-й канал отказал, а второй функционирует безотказно; вероятность этого состояния составляет $h_1(t)$;

H_2 — состояние, когда 2-й канал отказал, а первый функционирует безотказно; вероятность этого состояния составляет $h_2(t)$;

H_3 — состояние, когда оба канала станции отказали.

Если W_0 — показатель эффективности, характеризующий возможности станции, находящейся в состоянии H_0, то $W_1(W_2)$ — показатель эффективности состояния станции, которое может рассматриваться как включение в работу новой одноканальной станции, обладающей другими (худшими) возможностями по сравнению с двухканальной станцией. Показатель эффективности $W_3=0$ (станция не функционирует).

По формуле (30-41) найдем эффективность функционирования станции за время t:

$$E(t) = h_0(t) W_0 + h_1(t) W_1 + h_2(t) W_2.$$

Раскрывая вероятность нахождения станции в данном состоянии с учетом того, что отказы в работе каналов — события независимые, получаем:

$$E(t) = p_1(t) p_2(t) W_0 + q_1(t) p_2(t) W_1 + q_2(t) p_1(t) W_2.$$

Показатели эффективности W_i обычно представляют собой нормированные коэффициенты, показывающие, какую часть своих задач может выполнять станция в том или ином состоянии. Они могут учитывать и относительную важность выполняемых задач [Л. 5, 13]. Иногда в качестве показателя W_i берут математическое ожидание той или иной величины, позволяющей оценить преимущества или ущерб, вызванные переходом из одного состояния в другое [Л. 15].

Пример. Аэродромная радиолокационная станция имеет два рабочих канала: первый — на частоте f_1, второй — на частоте f_2. На первом канале станция обнаруживает самолеты на заданной дальности на высоте 0,5—3 *км*, на втором канале — на высоте 1,5—5 *км*. Для условий данной задачи зону обзора и дальность действия станции при работе каждого канала будем считать одинаковой. Требуется найти вероятность обнаружения на заданной дальности «приходящих» на аэродром самолетов при произвольной высоте полета в интервале высот действия станции с учетом надежности работы станции, если вероятность обнаружения самолета в зоне высот «действия» одного канала станции составляет 0,9, а в зоне высот «действия» обоих каналов (в зоне перекрытия) — 0,99. Вероятность безотказной работы станции по каждому из каналов за время t одинакова и составляет 0,98.

Решение. Вначале рассмотрим состояние H_0. Вероятность того, что станция за время t будет находиться в этом состоянии, составляет $h_0(t) = p_1(t) p_2(t) = 0{,}98^2 = 0{,}960$.

Показатель эффективности для состояния H_0 определяется из следующих соображений. Поскольку в интервале высот от 1,5 до 3 *км* «действуют» сразу оба канала (с вероятностью 0,99), а в интервале высот от 0,5 до 1,5 *км* и от 3 до 5 *км* — по одному каналу (с вероятностью 0,9), то «средневзвешенное» значение эффективности будет составлять:

$$W_0 = \frac{(3-1{,}5)\,км}{5-0{,}5=4{,}5\,км} 0{,}99 + \frac{(1{,}5-0{,}5)\,км}{4{,}5\,км} 0{,}9 + \frac{(5-3)\,км}{4{,}5\,км} 0{,}9 \approx 0{,}921.$$

Далее рассмотрим состояние H_1. Вероятность этого состояния составляет $h_1(t) = [1 - p_1(t)] p_2(t) = 0{,}02 \cdot 0{,}98 = 0{,}0196$. В этом состоянии «действует» второй канал, обнаруживая самолеты на высотах 1,5—5 *км*. Показатель эффективности для этого состояния

$$W_1 = \frac{(5-1{,}5)\,км}{4{,}5\,км} \cdot 0{,}9 = 0{,}699.$$

Для состояния H_2

$$h_2(t) = [1 - p_2(t)]\, p_1(t) = 0{,}0196;$$

$$W_2 = \frac{(3 - 0{,}5)\ км}{4{,}5\ км}\, 0{,}9 = 0{,}495.$$

В результате эффективность функционирования станции за время t равна:

$$E(t) = 0{,}960 \cdot 0{,}921 + 0{,}019 \cdot 0{,}495 + + 0{,}019 \cdot 0{,}699 \approx 0{,}91.$$

Полученное значение $E(t)$ вносит определенные коррективы в значения вероятности обнаружения, найденные без учета надежности станции и частичного резервирования выполняемых ею функций за счет двухканальности.

Очевидно, наряду с показателями $E(t)$ для аппаратуры второго типа применяются и другие оперативные и технические показатели. Например, для многоканальной восстанавливаемой аппаратуры многократного применения целесообразно применять в качестве оперативного показателя допустимое время $\tau_п$ перерыва (простоя) в работе канала за требуемое время применения, а в качестве технических показателей — наработку на отказ и среднее время восстановления каждого из каналов. В ряде конкретных случаев могут потребоваться и другие специфические показатели оценки надежности и эффективности аппаратуры второго типа.

В заключение раздела показателей надежности следует заметить, что все эти показатели служат практическим целям оценки надежности аппаратуры: по приведенным здесь формулам определяются экспериментально конкретные значения показателей. Эти показатели, как будет далее показано, используются при расчетах надежности аппаратуры.

30-5. ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СЛУЧАЙНЫХ ВЕЛИЧИН И ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ

Показатели надежности аппаратуры являются вероятностными, и, как следует из предыдущих материалов, их математическое представление обычно зависит от закона распределения случайной величины (время безотказной работы, время выполнения операций по восстановлению, время безотказного хранения и др.). Выбор закокона распределения случайной величины — один из самых трудных вопросов теории и практики надежности. Удовлетворительного физического толкования применяемых распределений в настоящее время не имеется. Поэтому приходится оценивать применимость того или иного закона на основе статистических данных (см. ниже), полученных в процессе эксплуатации или специальных испытаний. Но объем этих данных, как правило, оказывается небольшим, ограничивающим точность результата замены полученного экспериментального распределения теоретическим.

Опытные оценки показателей безотказности современной РЭА хорошо согласуются с экспоненциальным законом надежности. Но внесение принципиальных изменений в конструирование и технологию производства РЭА (например, преимущественное применение в аппаратуре узлов и блоков, выполненных на унифицированых микросхемах), возможно, приведет к необходимости пользоваться для оценки показателей безотказности другим законом, например гамма-распределением или нормальным законом независимо от периода эксплуатации РЭА. Пользование экспоненциальным законом приводит к значительным ошибкам при оценке показателей ремонтопригодности и сохранности.

Здесь приводятся только некоторые законы распределения случайных величин, наиболее часто применяемые при решении задач надежности и оценке показателей надежности.

Распределение Пуассона

Распределение Пуассона применяется для нахождения вероятности появления случайных событий, образующих простейший или нестационарный (при условии ординарности и отсутствии последействия) потоки (см. т. 1, § 1-17). Применительно к задачам надежности позволяет, например, определить вероятность $p_к(t)$ наступления ровно k отказов за промежуток времени t при простейшем потоке отказов:

$$p_k(t) = \frac{(\lambda t)^k}{k!}\, e^{-\lambda t}, \qquad (30\text{-}42)$$

где λ — интенсивность отказов;
λt — математическое ожидание числа отказов за время t.

Функция распределения $F_n(t)$, представляющая вероятность того, что за время t произойдет менее n отказов, равна:

$$F_n(t) = P\{k < n\} = \sum_{k=0}^{n-1} p_k(t). \qquad (30\text{-}43)$$

Поскольку для распределения Пуассона дисперсия случайной величины равна ее математическому ожиданию (λt), то это свойство можно применять на практике при решении вопроса, является ли поток отказов (восстановлений, и т. п.), полученный при эксплуатации (испытаниях) РЭА, пуассоновским? С этой целью определяют статистические значения параметра λ^* и дисперсии D_k^*. Если значение $\lambda^* t$ близко к значению D_k^* (при достаточно большом статистическом материале), то можно предположить о приближении изучаемого потока событий к пуассоновскому (простейшему).

При $k=0$ распределение Пуассона дает экспоненциальный закон надежности с показателями, описываемыми формулами

(30-10), (30-12). Плотность распределения случайной величины T в соответствии с формулой (30-7) для экспоненциального закона равна:

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t} = \frac{1}{T_0} e^{-t/T_0}. \qquad (30\text{-}44)$$

Для экспоненциального закона надежности математическое ожидание времени безотказной работы (т. е. средняя наработка до отказа T_0) равно среднеквадратическому отклонению σ_t. Поэтому равенство или близость значений T_0^* и σ_t^*, получаемых на практике, могут служить основанием для принятия в расчетах надежности экспоненциального закона.

Нормальное распределение

Нормальное распределение обычно применяется при оценке надежности элементов РЭА при их старении и изнашивании, а также разрегулировке, т. е. при оценке надежности РЭА по постепенным отказам.

Плотность распределения случайной величины T (например, время безотказной работы), являющейся положительной, определяется выражением

$$f(t) = \frac{c_0}{\sqrt{2\pi}\,\sigma_t} e^{-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_t^2}}$$

$$\text{при } 0 < T < \infty, \qquad (30\text{-}45)$$

где c_0 — постоянная усеченного нормального распределения [находится из условия $c_0\int_0^\infty f(t)dt = 1$];

T_0 — средняя наработка до отказа;

σ_t — среднеквадратическое отклонение случайной величины T.

Величина c_0 составляет:

$$c_0 = \frac{2}{1 + \Phi\left(\frac{T_0}{\sqrt{2}\,\sigma_t}\right)},$$

где $\Phi\left(\frac{T_0}{\sqrt{2}\,\sigma_t}\right)$ — интеграл вероятностей (см. т. 1, § 1-17).

Плотность распределения вида (30-45) представляет плотность усеченного нормального распределения *, поскольку при $t=0$ значение $f(t) \neq 0$. На практике, когда время безотказной работы может оцениваться с помощью нормального распределения, часто имеет место следующий случай: значение средней наработки до отказа T_0 в несколько раз превосходит значение среднеквадратического отклонения σ_t. При этом $\left(\frac{T_0}{\sqrt{2}\,\sigma_t}\right) \approx 1$ и соответственно величина c_0 близка к единице. В этом случае можно пользоваться неусеченным нормальным распределением, положив в формуле (30-45) $c_0 \approx 1$.

Показатели безотказности невосстанавливаемой аппаратуры при нормальном законе распределения находятся по формулам:

$$\lambda(t) = \frac{\sqrt{2}\exp\left[-\frac{(t-T_0)^2}{2\sigma_t^2}\right]}{\sqrt{\pi}\,\sigma_t\left[1 - \Phi\left(\frac{t-T_0}{\sqrt{2}\,\sigma_t}\right)\right]}; \qquad (30\text{-}46)$$

$$p(t) = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\frac{t-T_0}{\sqrt{2}\,\sigma_t}\right)\right]. \qquad (30\text{-}47)$$

Логарифмически-нормальное распределение

При логарифмически-нормальном распределении времени T основные показатели надежности представляются выражениями:

$$f(t) = \frac{\lg e}{t\sqrt{2\pi}\,\sigma_{\lg t}} \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{(\lg t - m_{\lg t})^2}{2\sigma_{\lg t}^2}\right]; \qquad (30\text{-}48)$$

$$\lambda(t) = \frac{\lg e\sqrt{2}}{t\sqrt{\pi}\,\sigma_{\lg t}} \times$$

$$\times \frac{\exp\left[-\frac{1}{2\sigma_{\lg t}^2}(\lg t - m_{\lg t})^2\right]}{1 - \Phi\left[\frac{1}{\sqrt{2}\,\sigma_{\lg t}}(\lg t - m_{\lg t})\right]}; \qquad (30\text{-}49)$$

$$p(t) = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\frac{\lg t - m_{\lg t}}{\sqrt{2}\,\sigma_{\lg t}}\right)\right], \qquad (30\text{-}50)$$

где $m_{\lg t} = M[\lg t]$ — математическое ожидание величины $\lg t$.

$\sigma_{\lg t}$ — среднеквадратическое отклонение величины $\lg t$,

$$\lg e \approx 0{,}4343.$$

Логарифмически-нормальное распределение используется для описания:

начального периода работы РЭА (периода приработки);

распределения отказов в группе однотипных элементов;

процесса восстановления сложной аппаратуры, ремонт которой производится в полевых условиях.

* Усеченным нормальным распределением называется распределение, получаемое из нормального при ограничении интервала возможных значений случайной величины (при неусеченном нормальном распределении случайная величина может принимать любые значения от $-\infty$ до $+\infty$).

В последнем случае вероятность восстановления РЭА за время t вычисляется по формуле

$$p_в(t)=\frac{1}{2}\left[1+\Phi\left(\frac{\lg t-m_{\lg t}}{\sqrt{2}\,\sigma_{\lg t}}\right)\right]. \quad (30\text{-}51)$$

Определение статистических значений $m_{\lg t}$ и $\sigma_{\lg t}$ не вызывает затруднений. Если имеются опытные данные из величин T_1, T_2, ..., T_N времени безотказной работы (времени восстановления) N экземпляров РЭА, то можно найти:

$$m^*_{\lg t}=\frac{\sum\limits_{i=1}^{N}\lg T_i}{N};$$

$$\sigma^*_{\lg t}=\sqrt{\frac{\sum\limits_{i=1}^{N}\left(\lg T_i-m^*_{\lg t}\right)^2}{N-1}}.$$

Гамма-распределение

Гамма-распределение может использоваться для описания характера изменения показателей надежности в период «приработки».

Показатели надежности при гамма-распределении имеют вид:

$$f(t)=\frac{1}{(k-1)!\,T_{0г}}\times\left(\frac{t}{T_{0г}}\right)^{k-1}e^{-t/T_{0г}}; \quad (30\text{-}52)$$

$$\lambda(t)=\frac{1}{(k-1)!\,T_{0г}\sum\limits_{i=0}^{k-1}\frac{1}{i!}\left(\frac{t}{T_{0г}}\right)^{i}}\times\left(\frac{t}{T_{0г}}\right)^{k-1}; \quad (30\text{-}53)$$

$$p(t)=\sum_{i=0}^{k-1}\frac{1}{i!}\left(\frac{t}{T_{0г}}\right)^{i}e^{-t/T_{0г}}, \quad (30\text{-}54)$$

где $k\geqslant1$ — параметр распределения;

$T_{0г}=\frac{M[T]}{k}=\frac{T_0}{k}$ — приведенное среднее значение случайной величины T (время безотказной работы, время восстановления и т. д.).

При параметре $k=1$ гамма-распределение дает экспоненциальный закон.

Гамма-распределение представляет собой плотность распределения суммы k независимых случайных величин, каждая из которых распределена по экспоненциальному закону с одинаковым значением $T_{0г}=1/\lambda$ [Л. 12]. Поэтому это распределение дает оценку надежности аппаратуры при ненагруженном («холодном») резерве. Действительно, пусть имеется аппаратура, состоящая из k однотипных узлов (блоков), причем в каждый момент времени работает только один узел, остальные выключены (сохраняют свой ресурс). При отказе работающего узла включается в работу очередной узел (предполагаем, что автоматическое переключающее устройство делает это

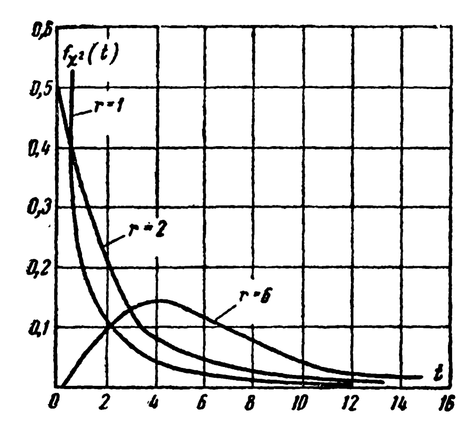


Рис. 30-5. Кривые плотности распределения случайной величины для хи-квадрат распределения при различном числе степеней свободы.

мгновенно). При простейшем потоке отказов узлов время безотказной работы каждого из них распределено по экспоненциальному закону с параметром $T_{0г}$ — средней наработкой до отказа каждого из узлов. Отказы узлов обычно события независимые. При этом время до отказа аппаратуры $T=\sum\limits_{i=1}^{k}T_i$, где T_i — время безотказной работы i-го узла, описывается гамма-распределением и показатели надежности находятся по формулам (30-52) — (30-54).

Частным случаем гамма-распределения является так называемое распределение хи-квадрат, играющее известную роль при решении задач, связанных с оценкой параметров надежности (§ 30-10). Если в формуле (30-52) положить $T_{0г}=2$, а $k=r/2$, то получим плотность хи-квадрат распределения:

$$f_{\chi^2}(t)=\frac{1}{\Gamma\left(\frac{r}{2}\right)2^{r/2}}\,t^{\frac{r}{2}-1}\,e^{-\frac{t}{2}}, \quad (30\text{-}55)$$

где $\Gamma\left(\frac{r}{2}\right)=\left(\frac{r}{2}-1\right)!$ — гамма-функция;

r — параметр распределения (число степеней свободы).

Формула (30-55) представляет собой распределение суммы квадратов r независимых случайных нормированных величин X_i, каждая из которых распределена по нормальному закону:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{r} X_i^2 \ (0 \leqslant \chi^2 < \infty).$$

Математическое ожидание и дисперсия случайной величины χ^2 составляют:

$$M[\chi^2] = r; \ D[\chi^2] = 2r.$$

В зависимости от числа степеней свободы плотность хи-квадрат распределения имеет вид, показанный на рис. 30-5. При числе $r > 30$ хи-квадрат распределение практически совпадает с нормальным распределением.

Распределение Вейбулла

Распределение Вейбулла чаще всего используется для оценки времени безотказной работы механических систем с учетом их старения (изнашивания). В ряде случаев оно применяется и при оценке надежности нерезервированной РЭА, когда повторяющиеся в аппаратуре комплектующие элементы являются определяющими по отношению к времени безотказной работы аппаратуры в целом. Иногда распределением Вейбулла описывают распределение времени безотказной работы (по постепенным отказам) таких элементов РЭА, как электронно-вакуумные приборы, транзисторы и др. Так, например, работоспособность транзисторов характеризуется изменением во времени таких параметров, как $I_к$, y-параметров, h-параметров (см. т. 1, § 9-6). Можно полагать, что случайные изменения параметров транзисторов есть слабо связанные случайные процессы. Если T_i — время «нахождения» i-го параметра в пределах установленных допусков, то время безотказной работы транзисторов данного типа определяется соотношением

$$T = \min [T_1, T_2, ..., T_i, ..., T_k],$$

где k — число параметров. При этом случайная величина T распределена по закону Вейбулла.

Применительно к задачам надежности распределение Вейбулла может быть представлено в виде

$$f(t) = \frac{k}{T_{0г}} t^{k-1} e^{-t^k/T_{0в}}, \qquad (30\text{-}56)$$

где $T_{0в}$ — приведенное среднее значение случайной величины T;
$k > 0$ — параметр формы распределения.

Если в выражении (30-56) положить $k = 1$, получим плотность экспоненциального распределения.

Математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение в распределении Вейбулла равны:

$$M[T] = T_0 = \Gamma\left(\frac{1+k}{k}\right) T_{0в}^{1/k}; \qquad (30\text{-}57)$$

$$\sigma_t = \sqrt{\Gamma\left(\frac{2+k}{k}\right) - \Gamma^2\left(\frac{1+k}{k}\right)}\, T_{0в}^{1/k}. \qquad (30\text{-}58)$$

Значения интенсивности отказов и вероятности безотказной работы определяют-

Таблица 30-2

Значения параметров распределения Вейбулла

k	$\Gamma\left(\frac{1+k}{k}\right)$	$\sqrt{\Gamma\left(\frac{2+k}{k}\right)-\Gamma^2\left(\frac{1+k}{k}\right)}$	σ_t/T_0
0,400	3,32	10,4	3,14
0,455	2,42	6,22	2,57
0,500	2,00	4,47	2,24
0,556	1,68	3,26	1,94
0,625	1,43	2,39	1,67
0,714	1 24	1,78	1,43
0,769	1,17	1,54	1,32
0,833	1,10	1,33	1,21
0,909	1,05	1,15	1,10
1,0	1,00	1,00	1,00
1,1	0,965	0,878	0,910
1,2	0,941	0,787	0,837
1,5	0,903	0,615	0,681
1,8	0,889	0,512	0,575
2,0	0,886	0,463	0,523

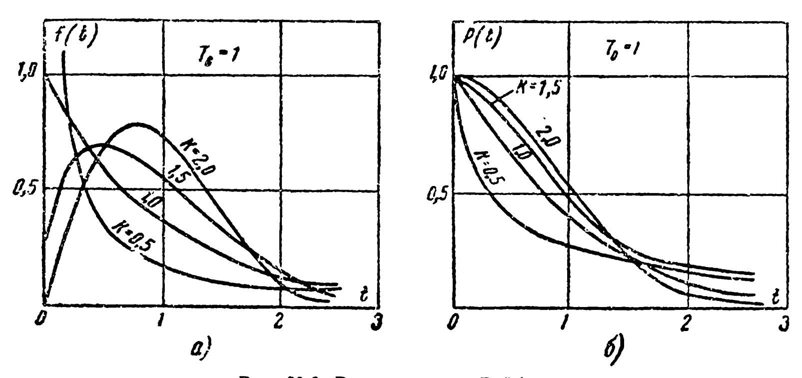


Рис. 30-6. Распределение Вейбулла.
а — график плотности распределения; *б* — график вероятности безотказной работы.

ся по формулам:

$$\lambda(t) = \frac{k}{T_{0.в}} t^{k-1}; \qquad (30\text{-}59)$$

$$p(t) = e^{-t^k/T_{0в}}. \qquad (30\text{-}60)$$

На рис. 30-6 приведены графики, характеризующие распределение Вейбулла.

На практике параметры распределения Вейбулла определяются различными способами. Например, пусть по опытным данным получены статистические значения T_0^* и σ_t^*. Определив отношение σ_t^*/T_0^* по данным табл. 30-2, можно найти соответствующее значение параметра k (если величина k близка к единице, то распределение времени безотказной работы является экспоненциальным). По известным значениям $T_0^* = T_0$ и k вычисляется и второй параметр распределения $T_{0в}$.

В последнее время параметры распределения Вейбулла стали определять путем нанесения опытных данных на специальную вероятностную бумагу [Л. 11].

30-6. ФАКТОРЫ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ НАДЕЖНОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Надежность РЭА зависит от большого числа факторов, которые могут быть разделены на три основных вида: 1) конструктивные; 2) производственные; 3) эксплуатационные.

Конструктивные факторы

Основные конструктивные факторы, накладывающие ограничения на надежность, связаны:

с установкой в аппаратуру малонадежных, устаревших типов элементов;

с недостатками схемного и конструктивного решений, принятых в процессе проектирования;

с неправильным применением комплектующих элементов и, прежде всего, с постановкой элементов в тяжелые (электрический, тепловой, ударно-вибрационный и др.) режимы работы или недостаточным применением мер защиты от тяжелых режимов работы.

Следует подчеркнуть, что этап проектирования РЭА является наиболее ответственным этапом на пути к обеспечению высокой надежности. Недооценка вопросов надежности в процессе проектирования приводила в недалеком прошлом к тому, что до 75—85% всех отказов и неисправностей РЭА в процессе ее эксплуатации происходило из-за ошибок разработчиков и недостатков технологии производства [Л. 12, 24].

Типовые комплектующие элементы, устанавливаемые в аппаратуру, в значительной степени влияют на уровень надежности. При этом электронная промышленность каждый год выпускает новые, как правило, более надежные элементы. Однако разработчики не всегда используют во вновь проектируемой аппаратуре новые типы элементов. Важнейшим условием создания надежно работающей аппаратуры является тщательный анализ схемно-конструктивных решений.

Электронные схемы, выполняющие одни и те же функции, но имеющие схемно-конструктивные различия, имеют часто существенное различие в показателях надежности. Надежнее работают схемы:

более простые по принципу действия и имеющие меньшее число элементов;

допускающие достаточно широкий диапазон изменений параметров отдельных элементов (не рекомендуется применять схемы, требующие подбора элементов);

выходные параметры которых незначительно зависят от изменения питающих напряжений;

имеющие минимальное число органов регулировки и управления.

Надежность РЭА в сильной степени зависит от конструктивного решения и прежде всего от:

Таблица 30-3

Интенсивность отказов функциональных узлов от вида конструкции

Наименование схемы	Интенсивность отказов, $\times 10^6$ 1/ч			
	С применением электровакуумных приборов	С применением полупроводниковых приборов		
		Навесной монтаж	Микромодульное конструирование	Микросхемы (пленочные, гибридные)
Триггер	50,6	5,3	0,37	0,085
Двоичный элемент	42,5	3,4	0,17	0,085
Половинный регистр сдвига	43,7	3,8	0,18	0,085
Полусумматор	47,5	3,9	0,17	0,085
Схема типа «НЕ — И»	44,2	3,9	0,24	0,085
Вентиль на три входа	15,8	1,4	0,06	0,085

типа конструкции (крупно- и мелкоблочная; микромодульная; выполненная на твердых схемах и т. д.);

типа монтажа (навесной, пакетный, печатный и т. д.);

способов защиты от вибраций и ударов, перегрева и т. д.

Большей надежностью обладают конструкции, выполненные на стандартизированных узлах (микромодули, интегральные схемы, гибридные схемы и др.).

Преимущества подобных конструкций определяются возможностями унификации типовых узлов, автоматизации их производства и защиты от внешних факторов. Особенно большим преимуществом обладают тонкопленочные и твердые схемы. Конструирование РЭА на этих схемах наряду с уменьшением веса и габаритов позволяет значительно повысить надежность. Обычно считают, что микроминиатюризация большинства узлов РЭА позволяет повысить надежность по сравнению с аппаратурой, выполненной на обычных элементах при навесном монтаже, не менее чем на два порядка (табл. 30-3) [Л. 20].

Основными причинами, определяющими существенное повышение надежности РЭА, выполненной на микроминиатюрных схемах, являются: снижение до минимума числа контактов и внутренних соединений; сравнительно небольшое число технологических операций при изготовлении схем; герметизация и защита от внешних климатических воздействий; высокая устойчивость к ударно-вибрационным нагрузкам (малые вес и жесткость конструкции) и др. Имеются основания ожидать, что конструирование РЭА на твердых схемах позволит получить еще более высокие показатели надежности.

Большим преимуществом конструирования микросхем является фактически независимость интенсивности отказов узла от вида схемы при одинаковой в среднем их сложности (см. табл. 30-3), что позволяет значительно упростить процедуру расчетов надежности и повысить их точность. Это обстоятельство в будущем, в свою очередь, приведет к значительному упрощению методов испытаний на надежность сложной РЭА, когда в целом ряде случаев можно будет ограничиваться испытаниями только «слабых звеньев» аппаратуры, расчет надежности которых не позволяет с высокой вероятностью ожидать совпадения показателей надежности с требуемым уровнем.

Обычно конструктор при проектировании РЭА просматривает и оценивает ряд вариантов, чтобы удовлетворить требованиям технического задания. На этом этапе важно оценить и надежность каждого из вариантов конструкции, поскольку в условиях процесса усложнения РЭА (за счет возложения на нее все более трудных функциональных задач) надежность конструкции является одной из наиболее важных характеристик. Предварительный анализ надежности различных конструкций должен проводиться службой (группой) надежности предприятия совместно с разработчиками. Методика расчета надежности излагается ниже. Следует подчеркнуть, что при современном состоянии теории надежности, опирающейся на вероятностные методы оценки, наиболее эффективным является сравнительный анализ различных вариантов конструкций. Недостаточная точность и полнота исходных статистических данных при сравнительной оценке надежности во многих случаях мало сказываются на окончательных результатах и позволяют вместе с тем получить представление о наиболее «слабых звеньях» конструкции и выработать рекомендации по их усилению.

После того, как определены окончательная структура конструкции и план размещения узлов (элементов), а также выбраны комплектующие элементы или унифицированные узлы, служба надежности проводит подробный расчет надежности схем, позволяющий в большинстве случаев ответить на вопрос: удовлетворяет ли каж-

дая схема предъявляемым к ней требованиям.

При подробном (полном) расчете надежности удается определить необходимую степень облегчения электрических режимов, а также целесообразность резервирования внутри схемы.

После подробного расчета надежности схем проектировщики совместно со службой надежности должны тщательно рассмотреть варианты компоновки узлов (элементов), имея в виду при этом прежде всего защитить узлы от влияния внешних факторов (климатические, ударно-вибрационные, радиационные и др.).

При анализе способов компоновки узлов (элементов) восстанавливаемой РЭА (особенно многократного применения) следует учитывать необходимость выполнения профилактических и восстановительных операций. При этом наиболее легкий доступ должен быть обеспечен к тем узлам, которые относятся к «слабым звеньям».

Только после проведения всех указанных этапов становится возможным провести окончательный анализ надежности образца в целом. Если полученные при этом показатели надежности превышают данные технического задания, можно с достаточной уверенностью приступить к изготовлению аппаратуры. Если же окажется, что показатели надежности ниже требуемых, то целесообразно провести повторный анализ надежности, главным образом по линии «слабых звеньев», например, изменить конструкцию узлов или компоновку для уменьшения нагрузок от внутренних и внешних факторов (улучшить систему терморегулирования за счет большего теплоотвода или охлаждения, изменить расположение узлов, усилить или изменить конструкцию амортизирующих устройств и т. д.).

Конечно, реальные физические нагрузки, такие как, например, электрические, тепловые и ударно-вибрационные, становятся окончательно известными только после соответствующих испытаний опытных образцов. На этом завершающем этапе оценки надежности может оказаться необходимым внести изменения в конструкцию РЭА, вплоть до изменений в компоновке узлов (элементов).

Рассмотренный порядок анализа и оценки надежности, к сожалению, не всегда выполняется, что приводит в последующем, при эксплуатации РЭА, к серьезным и систематическим отказам, вызывающим необходимость многократной доработки аппаратуры.

Остановимся более подробно на внутренних и внешних факторах, которые важно учитывать на этапе проектирования.

Рабочий режим элементов (узлов). Рабочий режим элементов (узлов) определяется степенью их электрической и механической нагрузок, а также окружающей температурой. В ряде случаев (аппаратура космических летательных аппаратов, аппаратура на судах с источниками ядерной энергии) режим работы элементов (узлов) зависит от интенсивности ионизирующих излучений (гамма-нейтронная радиация, потоки заряженных частиц).

Одним из важнейших показателей, определяющих рабочий режим элементов электрической схемы, является *коэффициент нагрузки* ($k_н$). который в общем случае представляет отношение рабочей нагрузки, действующей на элемент в схеме ($A_{сх}$), к номинальному значению нагрузки ($A_{ном}$), предусмотренному техническими условиями:

$$k_н = \frac{A_{сх}}{A_{ном}}. \qquad (30\text{-}61)$$

Для электровакуумных ламп (ЭВП) коэффициент электрической нагрузки составляет:

$$k_н = \frac{p_а + p_н + p_с}{p_{а.макс} + p_{н.ном} + p_{с.макс}}, \qquad (30\text{-}62)$$

где $p_а, p_н$ и $p_с$ — мощности, рассеиваемые соответственно на аноде, в цепи накала и на экранной сетке;

$p_{н.ном}$ — номинальная мощность накала;

$p_{а.макс}$ и $p_{с.макс}$ — максимально допустимые мощности рассеивания соответственно на аноде и экранной сетке.

Коэффициент электрической нагрузки конденсаторов равен:

$$k_н = \frac{u_р}{u_{ном}}, \qquad (30\text{-}63)$$

где $u_р$ — напряжение, приложенное к конденсатору;

$u_{ном}$ — номинальное напряжение.

Коэффициент электрической нагрузки резисторов равен:

$$k_н = \frac{p_{рас}}{p_{ном}}, \qquad (30\text{-}64)$$

где $p_{рас}$ и $p_{ном}$ — рассеиваемая и номинальная мощности соответственно.

Коэффициент электрической нагрузки полупроводниковых приборов (ППП) определяется в соответствии с (30-61) по току, по напряжению и по рассеиваемой мощности (для транзисторов).

Для полупроводниковых диодов значение $k_н$ определяется произведением отношений:

$$k_н = \frac{I_д}{I_{д.ном}} \frac{u_{обр}}{u_{обр.ном}}, \qquad (30\text{-}65)$$

где $I_д$ и $u_{обр}$ — ток через *p-n* переход и обратное напряжение соответственно;

$I_{д.ном}$ и $u_{обр.ном}$ — номинальные значения тока через *p-n* переход и обратного напряжения соответственно.

Для полупроводниковых триодов значение $k_н$ составляет:

$$k_н = \frac{I_к}{I_{к.ном}} \frac{u_{кэ(кб)}}{u_{кэ(кб)ном}}, \qquad (30\text{-}66)$$

где $I_к$ и $I_{к.ном}$ — ток коллектора соответственно в схеме и при номинальной нагрузке; $u_{кэ(кб)}$ — напряжение коллектора относительно эмиттера в схеме с общим эмиттером (относительно базы в схеме с общей базой); $u_{кэ(кб)ном}$ — номинальное напряжение коллектора относительно эмиттера (относительно базы).

Опыт эксплуатации РЭА показывает, что элементы надежно работают в случае, когда применяются недогруженные электрические режимы при значениях $k_н \leqslant 0,5$. И, наоборот, элементы, работающие в режимах с коэффициентом нагрузки, близким к единице, сравнительно малонадежны. Так, в радиолокационных станциях наиболее часто отказывают магнетроны, модуляторные и подмодуляторные лампы, клистроны, газовые разрядники. У всех этих приборов коэффициент электрической нагрузки близок к единице. Очень надежно работают в схемах ППП при режиме с $k_н < 0,5$. При этом рекомендуется обеспечивать электрический режим, исходя из следующих условий:

$$\text{для транзисторов } \frac{I_к}{I_{к.ном}} \leqslant 0,6;$$

$$\frac{u_{кэ(кб)}}{u_{кэ(кб)ном}} \leqslant 0,5;$$

$$\text{для диодов } \frac{I_д}{I_{д.ном}} \leqslant 0,5; \quad \frac{u_{обр}}{u_{обр.ном}} \leqslant 0,1.$$

В этом случае интенсивность отказов отечественных ППП оказывается на один-два порядка ниже по сравнению с приборами, у которых $k_н > 0,5$, и для элементов импульсных телемеханических систем по данным эксплуатации составляет [Л. 20]: $\lambda_д = 0,1 \cdot 10^{-7}$ 1/ч (для диодов); $\lambda_т = 1 \cdot 10^{-7}$ 1/ч (для маломощных транзисторов); $\lambda_т = 2 \cdot 10^{-7}$ 1/ч (для мощных транзисторов). Следует отметить, что приведенные данные относятся к транзисторам сравнительно ранних разработок. Современные транзисторы позволяют получить более высокие показатели надежности.

Наряду с коэффициентом электрической нагрузки на надежность элементов РЭА в сильной степени влияет температурный режим работы. При этом более тяжелый электрический режим работы элементов обычно ведет к увеличению выделения тепла, отдаваемого в окружающее пространство либо непосредственно (при наличии конвективного теплообмена), либо через теплоотводы (при наличии кондуктивного теплообмена). Воздействие высокой температуры приводит в электронных приборах к ухудшению вакуума, более быстрому изнашиванию катода; в изоляционных материалах — к увеличению тока утечки, облегчению условий для возникновения пробоя; в моточных изделиях — к разрушению эмалевой изоляции проводов и как следствие к появлению короткозамкнутых витков и т. д.

Примерное распределение отказов в РЭА по основным элементам представлено в табл. 30-4 [Л. 12].

Таблица 30-4

Распределение отказов по группам элементов аппаратуры

Наименование элементов	Удельный вес по отношению к общему количеству элементов в РЭА, %	Отказы элементов по отношению к общему числу отказов, %
Электровакуумные приборы	2—8	35—55 (вместе)
Полупроводниковые приборы	5—30	
Резисторы	30—45	10—23
Конденсаторы	15—25	3—6
Трансформаторы, дроссели	3—7	2—7
Реле и переключатели	3,5—6	4—12
Сельсины и электродвигатели	0,5—1	2—10

Рассмотрение табл. 30-4 показывает, что наибольшее число отказов дают электронные приборы, резисторы, реле и переключатели. Однако среди этих приборов резисторы работают наиболее надежно, а высокий процент их отказов определяется тем, что их число в аппаратуре превышает часто общее число таких приборов, как ЭВП, конденсаторы, трансформаторы и дроссели, реле и переключатели. Среди электронных приборов ненадежно работают мощные ЭВП и транзисторы, имеющие наряду с высоким значением коэффициента электрической нагрузки тяжелый температурный режим.

Электровакуумные приборы. На надежность ЭВП в сильной степени влияют изменение напряжения накала относительно номинального значения, причем увеличение напряжения накала в оксидных катодах ведет к интенсивному испарению бария, а уменьшение — к «отравлению» катода остаточными газами и к ослаблению диффузии бария в оксидном слое.

Совместное влияние на надежность изменения электрической нагрузки, напряжения накала и температуры окружающей

среды определяется ориентировочно по формуле

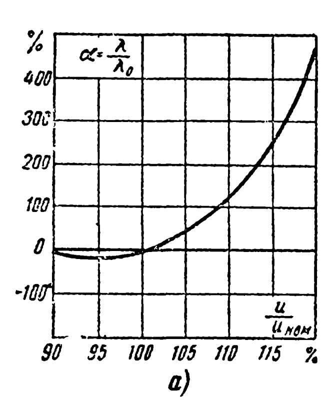
$$\lambda_{эвп} = \lambda_{о.ном}(1 + \alpha + \beta), \quad (30\text{-}67)$$

где $\lambda_{о.ном}$ — интенсивность отказов при номинальных напряжениях на электродах;

α — коэффициент, зависящий от величины напряжения накала (см. рис. 30-7, *а*);

β — коэффициент, зависящий от электрической нагрузки и температуры окружающей среды (см. рис. 30-7, *б*).

Полупроводниковые приборы. По сравнению с ЭВП полупроводниковые приборы обладают большей надежностью в условиях воздействия всех факторов, за исключением воздействия ионизирующих излучений



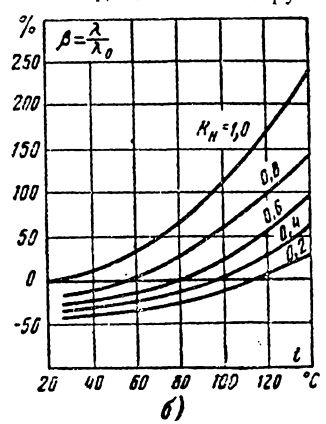
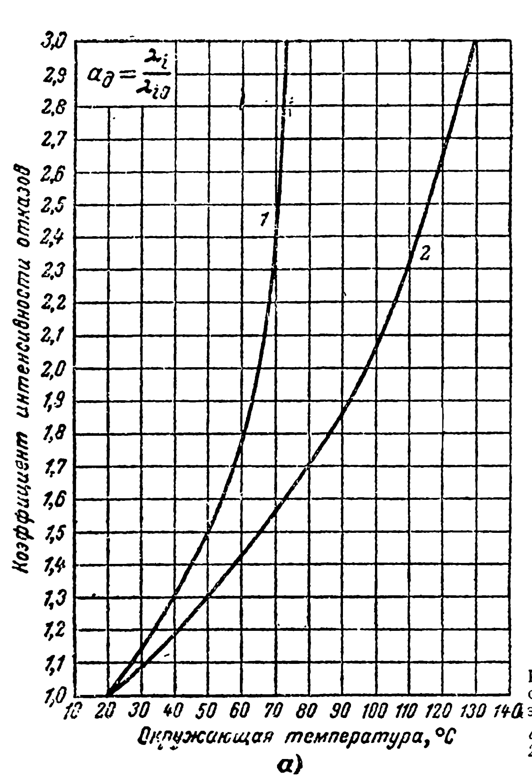


Рис. 30-7. К определению суммарной интенсивности отказов электровакуумных приборов.

а — влияние напряжения накала; *б* — влияние электрической нагрузки и температуры.



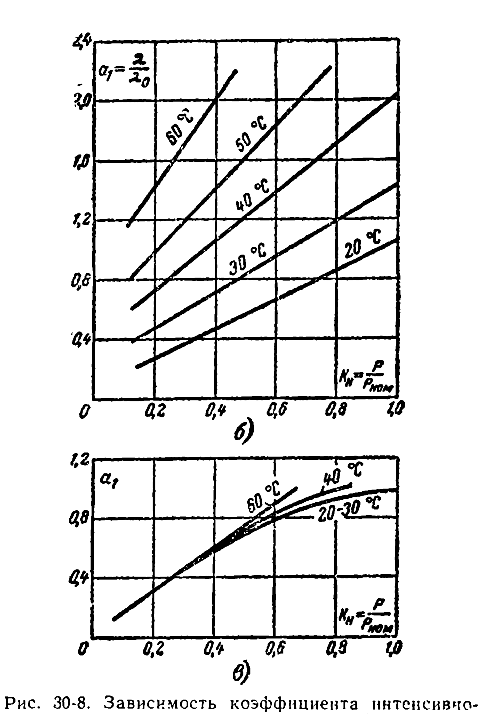


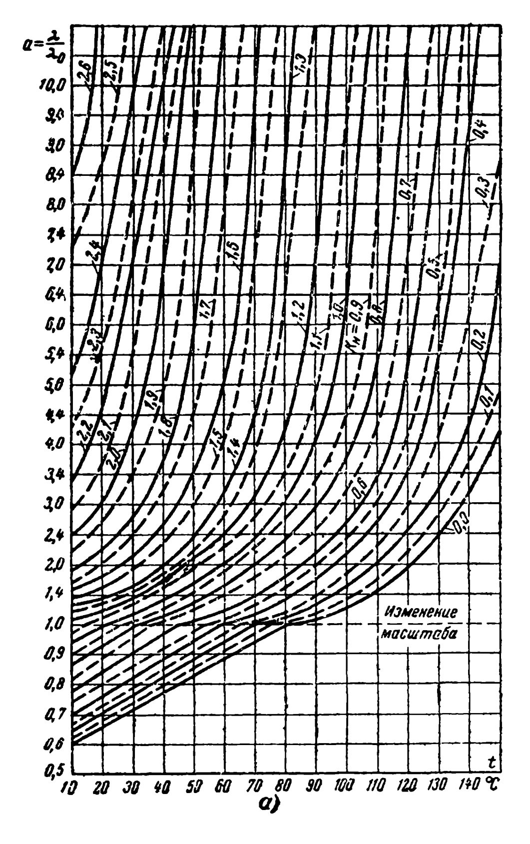
Рис. 30-8. Зависимость коэффициента интенсивности отказов полупроводниковых приборов от коэффициента электрической нагрузки и температуры.

а — полупроводниковые диоды (*1* — германиевые; *2* — кремниевые); *б* — германиевые транзисторы; *в* — кремниевые транзисторы.

(гамма-нейтронная радиация энергетических и силовых ядерных устройств, потоки заряженных частиц в космическом пространстве). Действительно, ППП не имеют накаливаемого катода и вакуумного баллона, дающих в ЭВП большой процент отказов, обладают компактной, жесткой конструкцией, способной лучше противостоять ударно-вибрационным нагрузкам. Для питания ППП требуются сравнительно небольшие напряжения и токи (рассеиваемые мощности меньше). Однако в настоящее время еще приходится встречаться в отдельных конструкциях с большим числом отказов ППП, которые являются следствием тяжелых электрических и тепловых режимов работы в схемах. Некоторые типы ППП обладают повышенной интенсивностью отказов из-за недостатков технологии изготовления.

Частой причиной внезапных отказов в транзисторах являются кратковременные перенапряжения между коллектором и базой, эмиттером и базой, возникающие при переходных процессах (включение, выключение, изменение электрического режима). Постепенные отказы могут возникать при нарушениях герметичности приборов. В этом случае водяные пары, попадая на *p-n* переход, образуют окисные пленки, что приводит к росту обратного тока и уменьшению коэффициента усиления по току.

При повышенных температурах (более 40° С) наблюдается нестабильность параметров. На рис. 30-8 показана зависимость изменения интенсивности отказов полупроводниковых диодов от температуры окружающей среды. На рисунке изменение интенсивности отказов (λ_i) отнесено к значению интенсивности отказов в номинальном режиме (λ_{i0}) и при начальной температуре (обычно +20° С). Отношение $a=\lambda_i/\lambda_{i0}$ называется *эксплуатационным коэффициентом интенсивности отказов*.



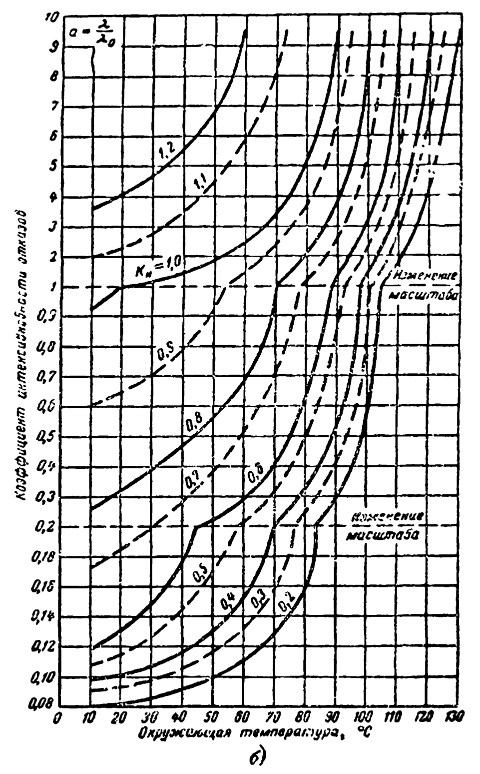


Рис. 30-9. Зависимость коэффициента интенсивности отказов резисторов от окружающей температуры и электрической нагрузки.

а — случай объемных резисторов (типа ТВО); *б* — случай пленочных резисторов (типа МЛТ).

Резисторы. Значительная часть отказов резисторов (до 50%) происходит вследствие обрывов или нарушения контактов в узле, соединяющем токопроводящий элемент с выводами. До 35% отказов происходит из-за перегорания проводящего слоя, причем часто отказы этого типа являются зависимыми и вызываются короткими замыканиями в ЭВП, пробоями конденсаторов и т. п. Постепенные отказы резисторов из-за ухода величины сопротивлений составляют небольшой процент.

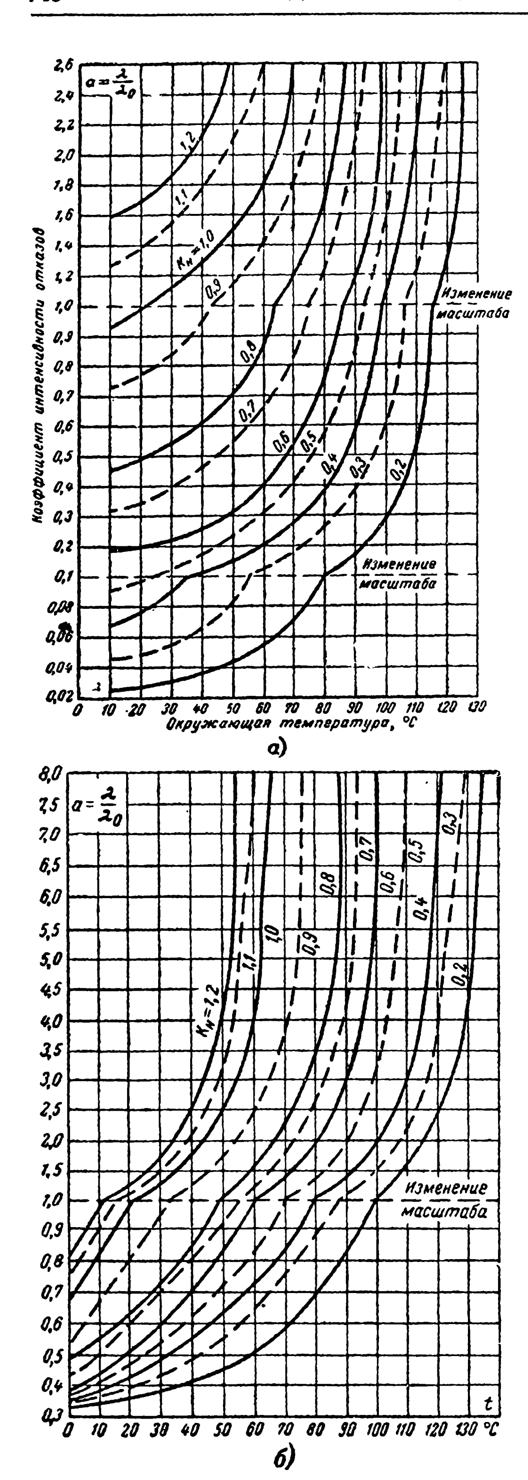


Рис. 30-10. Зависимость коэффициента интенсивности отказов конденсаторов от окружающей температуры и электрической нагрузки.

а — для керамических конденсаторов (типа КДК, КТК); *б* — для конденсаторов со слюдяной изоляцией и прокладками из фольги (типа КСО, ОКСО, кроме типа Г).

Особенно ненадежны резисторы поверхностного типа со спиральной нарезкой, которая уменьшает сечение проводящего слоя и увеличивает его длину. При этом повышение номинала ведет к повышению интенсивности отказов. Так, резисторы типа ВС с номиналами порядка 0,5 *Мом* и более имеют недостаточно высокую надежность.

Высокой надежностью обладают объемные резисторы типа ТВО. Они теплоустойчивы, способны выдерживать большие кратковременные перегрузки, но недостаточно стабильны.

Резисторы типа МЛТ более надежны, чем резисторы типа ВС, но и у них с увеличением номиналов возрастает интенсивность отказов.

Наиболее ненадежны среди других постоянных резисторов проволочные, и их следует применять только в крайних случаях. Ненадежны и регулируемые резисторы. На рис. 30-9 представлены графики зависимости интенсивности отказов резисторов от температуры окружающей среды и коэффициента электрической нагрузки.

Конденсаторы. Опыт эксплуатации РЭА показывает, что наиболее характерные отказы конденсаторов происходят из-за пробоя диэлектрика и обрыва выводов (до 80% отказов). Для электролитических конденсаторов выражены постепенные отказы, проявляющиеся в виде уменьшения емкости с течением времени.

Надежность конденсаторов в сильной степени зависит от электрической нагрузки и температуры окружающей среды. Интенсивность отказов конденсаторов в зависимости от электрической нагрузки можно ориентировочно определить по формуле:

$$\lambda_{\text{к}} = \lambda_{\text{ко}} \left(\frac{u_{\text{р}}}{u_{\text{ном}}}\right)^{\gamma} e^{0,07\,(t_{\text{р}} - t_{\text{ном}})}, \qquad (30\text{-}68)$$

где $\lambda_{\text{ко}}$ — интенсивность отказов при коэффициенте нагрузки, равном единице; $u_{\text{р}}$ и $t_{\text{р}}$ — рабочие напряжения на обкладках конденсатора и температура окружающей среды (°С) соответственно; $u_{\text{ном}}$ и $t_{\text{ном}}$ — номинальные напряжения и температура окружающей среды; $\gamma = 2 \div 4$ — коэффициент, зависящий от типа конденсаторов (для керамических конденсаторов $\gamma = 2 \div 3$, для слюдяных конденсаторов $\gamma = 3$—4).

На рис. 30-10 даны зависимости изменения интенсивности отказов конденсаторов от электрической нагрузки и температуры окружающей среды.

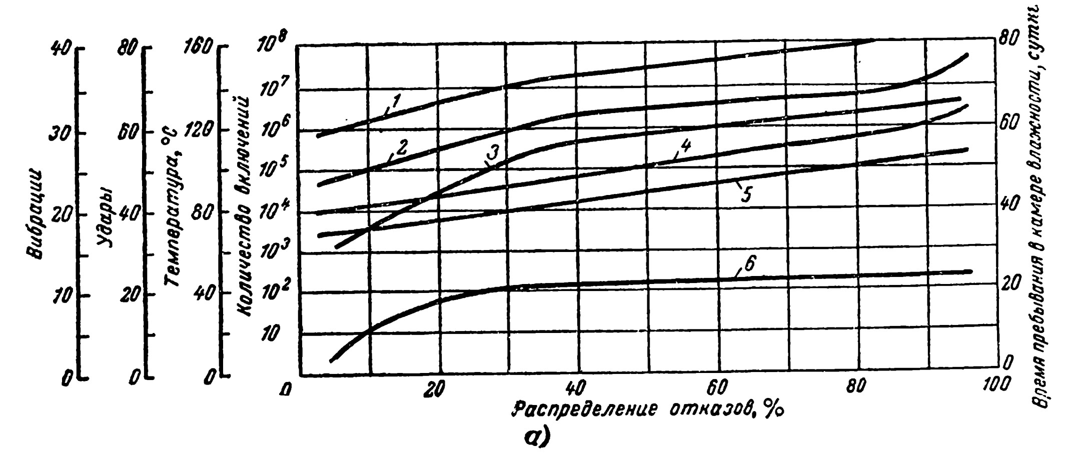
Следует заметить, что если для радиоламп увеличение окружающей среды на 40—60° С приводит к увеличению интенсивности отказов (при данной величине $k_{\text{н}}$) на несколько десятков процентов, то для конденсаторов — в несколько раз.

Наиболее надежными являются конденсаторы типа ОКСО, имеющие увеличенную толщину диэлектрика.

В условиях небольших рабочих температур (до +60° С) надежно работают пленочные конденсаторы.

Особенно чувствительны к повышению температуры и рабочих напряжений электролитические конденсаторы. Повышение окружающей температуры сверх допустимой (40° С) на 10—15° С повышает интенсивность отказов до 10 раз; при этом значительно падает величина емкости. При температуре среды +60° С средняя наработка до отказа для этих конденсаторов не превышает 3—4 тыс. *ч*.

Реле. Интенсивность отказов реле имеет в среднем значения, примерно такие же, как интенсивность отказов ЭВП. При этом более высокую надежность имеют мощные реле, и меньшую — чувствительные реле и термореле. Относительно более надежны реле типа РСМ, РМУ.



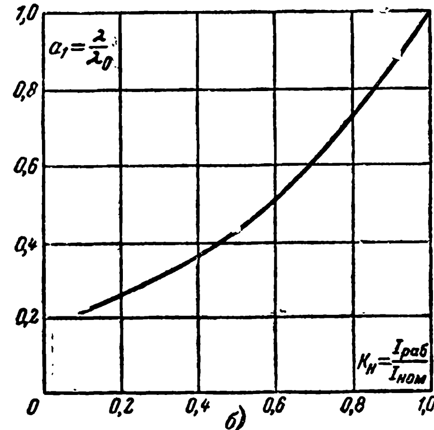


Рис. 30-11. Зависимость надежности реле от различных факторов.

а — распределение процента отказов реле в зависимости от различных внешних факторов (*1* — вибрации; *2* — удары; *3* — температура; *4* — число включений при окружающей температуре 25° С; *5* — число включений при температуре 125° С; *6* — пребывание в камере 100%-ной влажности при температуре 25° С); *б* — зависимость коэффициента интенсивности отказов от коэффициента нагрузки.

Основные отказы в реле происходят в контактных группах (до 55%) и в обмотках (до 20%), причем характерными неисправностями являются: обгорание и загрязнение контактов, пробои изоляции обмотки на корпус, обрывы обмотки, разрегулировка, поломка или ослабление контактных пружин.

При оценке надежности реле, а также переключателей и других коммутирующих устройств обычно пользуются не интенсивностью отказов, а средним числом циклов $T_ц$ работы (срабатываний, включений) до отказа. Если известно среднее число $v_{ср}$ срабатываний (включений) в единицу времени, то средняя наработка до отказа реле (переключателей) составляет:

$$T_0 = \frac{T_ц}{v_{ср}}. \quad (30\text{-}69)$$

Пример. Пусть реле характеризуется надежностью $T_ц = 10^6$ циклов до отказа. Применение реле в двух типах аппаратуры характеризуется средней скоростью работы: в первом — 2 цикла в час; во втором — 100 циклов в час. Определим среднее время безотказной работы реле в обоих случаях:

$$T_{0(1)} = \frac{10_6}{2} = 5 \cdot 10^5_{\cdot}\ ч; \quad T_{0(2)} = \frac{10^6}{100} = 10^4\ ч.$$

Таким образом, надежность работы реле (переключателей) в аппаратуре зависит от интенсивности работы.

Коэффициент нагрузки для реле определяется как отношение рабочего тока, протекающего через контакты реле, к номинальному значению тока. Рекомендуется, чтобы коэффициент нагрузки не превышал 0,4.

Реле чувствительны к ударно-вибрационным нагрузкам, причем удары и вибрации могут приводить к сбоям в работе аппаратуры за счет случайного срабатывания реле. При работе аппаратуры в условиях повышенной влажности и пониженного ат-

мосферного давления необходимо применять типы герметизированных реле. На рис. 30-11 показана зависимость надежности реле от различных факторов.

Трансформаторы, дроссели и катушки индуктивности. Надежность моточных изделий электронной техники примерно соответствует надежности хороших типов конденсаторов и резисторов.

Большое влияние на работоспособность моточных изделий оказывают значения рабочего тока (плотность тока) и напряжения между обмотками, а также влажность и температура окружающей среды. Повышение температуры всего на 10° С приводит примерно к двукратному снижению средней наработки до отказа этих изделий.

Для трансформаторов окраска внутренней и внешней поверхностей защитного кожуха черной матовой краской приводит к уменьшению температуры магнитопровода на 5—7° С. Недопустим режим работы моточных изделий при температуре окружающей среды более 80° С. На рис. 30-12 показана зависимость изменения интенсивности отказов трансформаторов от температуры и коэффициента нагрузки.

Ферриты. Эти элементы относятся к высоконадежным: средняя наработка до отказа ферритовых элементов составляет сотни тысяч часов, интенсивность отказов лежит в пределах $1—4 \cdot 10^{-6}$ 1/*ч* [Л. 24].

Отказы ферритов являются преимущественно постепенными и вызываются необратимыми изменениями магнитных свойств феррита, обрывами обмоток, разрушением материала феррита. Работоспособность ферритов в сильной степени зависит от температуры окружающей среды, повышение которой ведет к сужению петли гистерезиса и уменьшению остаточной индукции. Надежность ферритов падает в условиях повышенной влажности, что вызывает необходимость при конструировании аппаратуры принимать меры к влагозащите ферритовых элементов.

Рассмотренные в данном разделе конструктивные факторы, при их надлежащем учете, позволяют в современных условиях добиваться вполне удовлетворительных показателей надежности РЭА.

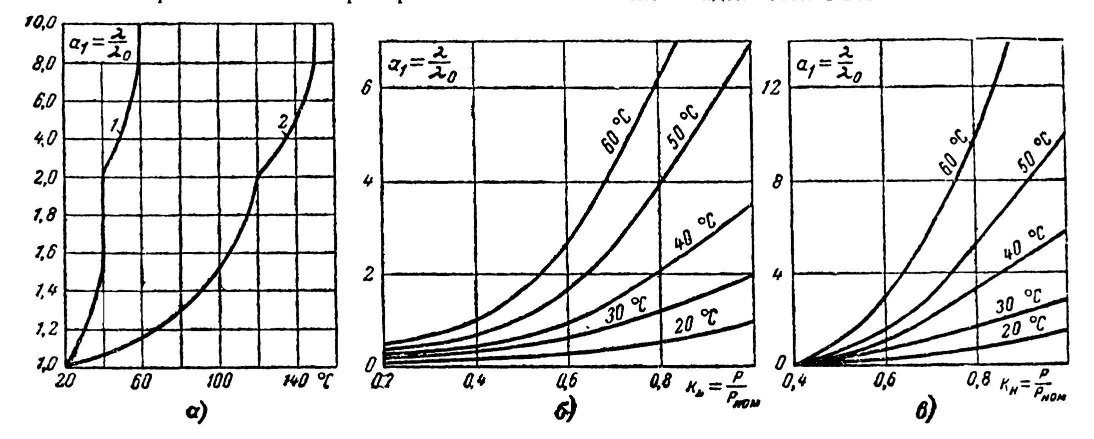


Рис. 30-12. Зависимость коэффициента интенсивности отказов трансформаторов от температуры окружающей среды и коэффициента нагрузки.

а — случаи анодных (*1*) и накальных (*2*) трансформаторов; *б* — случай трансформаторов с изоляцией класса А; *в* — случай трансформаторов с изоляцией класса В (эмалевая изоляция).

Производственные факторы

Надежность РЭА и ее элементов в значительной степени зависит от производственных факторов и, прежде всего, от культуры и технологических особенностей производства. Недостатки и отсталость технологических процессов, нарушения технологического цикла, загрязненность рабочих мест, воздуха, оборудования и приспособлений, слабый входной и выходной контроль качества продукции, недостаточные квалификация и добросовестность рабочих и инженерно-технических работников — все это в серьезной степени может повлиять на надежность аппаратуры. При этом в результате недостатков производства можно свести на нет усилия конструкторов при разработке образца аппаратуры. Удельный вес отказов, обусловленных производственными факторами, доходит до 30% всех отказов РЭА [Л. 49].

В процессе производства должно безусловно обеспечиваться применение предусмотренных конструкторами элементов, материалов, допусков и т. д. Основные технологические операции производственного цикла должны быть автоматизированы, причем каждая завершенная операция должна сопровождаться текущим контролем. Автоматизация производства позволяет в значительной мере исключить субъективные факторы, связанные с различной квалификацией и специализацией рабочих, со случайными ошибками, а также небрежностью отдельных участников производства. При этом наряду с обеспечением «плановой»

надежности достигается устойчивость показателей надежности от изделия к изделию.

Входной контроль (проверка работоспособности комплектующих элементов перед их поступлением на сборку РЭА).

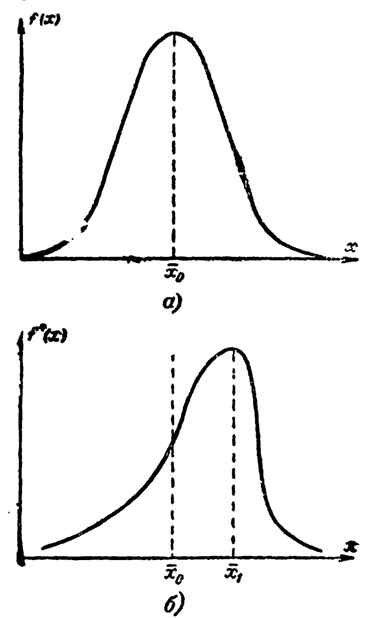


Рис. 30-13. К объяснению принципа статистического текущего контроля качества продукции.
а — нормальный технологический процесс; *б* — нарушенный технологический процесс.

Предприятие — изготовитель аппаратуры получает комплектующие элементы и материалы (полуфабрикаты) от других предприятий. В ряде случаев полуфабрикаты и комплектующие элементы имеют недостатки, обусловленные ограниченными возможностями контроля продукции на этих предприятиях; старением полуфабрикатов и элементов в случае, когда они не сразу поступают на производство, а претерпевают более или менее продолжительный период хранения (с учетом транспортировки).

Входной контроль полуфабрикатов и готовых изделий позволяет, удорожая производство аппаратуры, обеспечить повышение ее надежности за счет отбраковки дефектных изделий.

Текущий и выходной контроль. Текущий контроль преследует цель исключить поступление на монтаж (сборку) узла или блока с дефектами, обусловленными предшествующим технологическим циклом. Текущий контроль, как правило, бывает сплошным, хотя иногда применяется и выборочный (статистический) метод.

Выходной контроль качества готовой продукции является важнейшим этапом производства надежной аппаратуры и в большинстве случаев позволяет добиться поступления на эксплуатацию образцов аппаратуры с заданными показателями надежности. Выходной контроль также может быть сплошным и выборочным. При изготовлении аппаратуры крупными сериями целесообразно применять выборочные методы контроля.

Правильное применение методов выборочного текущего контроля позволяет не только отбраковать партии продукции с отклонениями от нормы, но и контролировать уровень технологических процессов, вовремя заметить и устранить нарушения технологии производства. Содержание выборочного текущего контроля заключается в следующем. При производстве практически невозможно исключить отклонения в качестве продукции из-за случайных многочисленных причин, каждая из которых приводит к несущественным, часто даже невыявляемым при контроле отклонениям. Но иногда вследствие нарушения технологии, разладки станочного оборудования появляются более или менее значительные отклонения, которые можно устранить путем вмешательства в технологический процесс. Эти отклонения могут быть выявлены при текущем контроле путем применения статистических методов.

При нормальном технологическом цикле случайные причины ведут к таким отклонениям в качестве продукции, что разброс параметров контроля подчиняется во многих случаях нормальному закону с определенными средними значениями $\bar{X}_0$ и дисперсией (рис. 30-13, *а*). Если произошли заметные нарушения в технологическом процессе, то это непременно приведет к изменению плотности распределения $f(x)$ контролируемых параметров и соответствующему изменению среднего значения ($\bar{X}_1$) и дисперсии (рис. 30-13, *б*).

Периодический статистический текущий контроль позволяет, таким образом, вскрывать нарушения технологического процесса и устранять причины нарушения. Практически закон распределения, показанный на рис. 30-13, по опытным текущим данным не строят, а пользуются специальными контрольными картами, на которых нанесены «нормальные» средние значения $\bar{X}_0$ контролируемых параметров и среднеквадратического отклонения.

При очередном контроле, которому подвергается выборка изделий, вычисляются выборочные среднее значение $\bar{X}_1^*$ и среднеквадратичное отклонение σ_x^*. Эти значения и наносятся на контрольные карты для сопоставления с соответствующими значениями $\bar{X}_0$ и σ_x [Л. 8].

Моральные и материальные факторы. Качество изготавливаемой продукции в конечном счете зависит от мастерства и умения рабочих и инженерно-технического персонала предприятий. Опыт показывает, что повышение мастерства рабочих, хорошо налаженное производствен-

ное обучение, социалистическое соревнование между участками, бригадами и цехами за повышение качества продукции, система премиального вознаграждения за бездефектность продукции — все это позволяет производить на предприятиях аппаратуру, удовлетворяющую по надежности заданным требованиям.

Часто недооценивается и такой вид борьбы за высокую надежность аппаратуры, как доведение до рабочих и инженерно-технических работников информации об отказах аппаратуры по вине производства в процессе ее эксплуатации. Эта информация с применением материалов по стоимости мероприятий, выполняемых с целью устранения отказов, играет роль важного морального фактора.

В СССР с конца 50-х годов находит широкое распространение система мероприятий по повышению качества и надежности выпускаемой продукции, основанная на организации бездефектного изготовления продукции и сдачи ее с первого предъявления ОТК или заказчику. Наряду с организационными мероприятиями (тщательный пооперационный контроль, соблюдение ритмичности производства, производственное обучение и др.), вводимыми для бездефектного изготовления продукции, большую роль играют средства морального и материального стимулирования.

Эксплуатационные факторы

Эксплуатационные факторы определяются качеством организации эксплуатации аппаратуры (субъективные факторы), неблагоприятным воздействием внешних условий, а также длительностью работы аппаратуры во время каждого сеанса и цикличностью работы (объективные факторы).

Субъективные эксплуатационные факторы. Эти факторы связаны с действиями инженерно-технического персонала, эксплуатирующего аппаратуру, организацией работы, наличием условий для проведения профилактических (регламентных) и ремонтных работ, в том числе наличием достаточного количества запасного имущества и принадлежностей (ЗИП).

Так, например, разработчики РЭА могут обеспечить высокие характеристики ремонтопригодности, что позволяет в минимальные сроки проводить на аппаратуре профилактические мероприятия и в случае возникновения отказов и неисправностей быстро их обнаруживать и устранять. Но иногда могут создаваться условия, при которых квалификация обслуживающего персонала и неполнота или отсутствие ЗИП не позволяют реализовать полностью показатели ремонтопригодности.

Наблюдаются и обратные ситуации, когда «трудная» в отношении ремонтопригодности аппаратура при наличии высококвалифицированного, энергичного обслуживающего персонала (при условии, что его работа обеспечена организационно) эксплуатируется с минимальными потерями времени на профилактические и ремонтные мероприятия.

Кроме того, недопустимы нарушения инструкций по эксплуатации аппаратуры, что может приводить к ее отказам и даже поломкам (нарушение порядка включения и выключения, несоблюдение установленных режимов работы, периодичности и объема планово-профилактических и регламентных работ и др.).

Объективные эксплуатационные факторы. Эти факторы связаны со специфическими условиями работы аппаратуры, а также внешними факторами, определяемыми воздействием на РЭА внешней среды.

Специфические условия работы аппаратуры зависят от типа аппаратуры (стационарная, подвижная, самолетная, ракетная, космическая), так как один и тот же образец РЭА обладает различными показателями надежности, если он работает в стационарных условиях или же установлен на автомобиле, корабле, самолете. В значительной степени могут сказаться на надежности технические устройства, расположенные вблизи РЭА. Например, при наличии устройства, выделяющего при работе большое количество тепла, аппаратура будет иметь тяжелый температурный режим.

Наряду со специфическими условиями работы надежность РЭА зависит от внешних факторов, к которым, например, относятся климатические факторы (температура и влажность воздуха, давление и т. д.), биологические факторы (грибок, насекомые, грызуны и т. д.), космические факторы (космическая радиация, глубокий вакуум, высокие и сверхнизкие температуры, микрометеоритные потоки), действующие на РЭА космических летательных аппаратов.

Остановимся на некоторых специфических условиях работы и внешних факторах подробнее.

Ударно-вибрационные нагрузки. В ряде случаев действие ударов и вибраций может превалировать над действием электрического и температурного режимов. Удары и вибрации сопровождают эксплуатацию любой транспортируемой аппаратуры, причем в зависимости от условий транспортировки ударно-вибрационные нагрузки могут быть самыми различными по диапазону частоты и амплитуды вибрации, по величине ускорения при ударах. Вследствие случайности процесса вибрации, т. е. наличия в спектре колебаний составляющих с различными частотами, комбинированными произвольно, результирующее действие вибрации обычно оказывается более легким, чем действие одной гармонической составляющей.

В табл. 30-5 приведены основные ориентировочные характеристики ударно-вибрационного режима работы на различных транспортных средствах [Л. 8, 12, 22].

Таблица 30-5

Характеристики ударно-вибрационного режима работы аппаратуры

Вид транспортного средства	Частота, *гц*		Максимальная амплитуда, *мм*	Ускорение при ударах, единиц *g*
	минимальная	максимальная		
Автомобили (по шоссе)	0	80	2,5	До 10
Железнодорожный транспорт	0	3	38,0	До 40
Грузовые суда	1	3	3,0	—
Боевые корабли	0	15	2,5	10—20
Поршневые самолеты	10	150	0,25	5
Реактивные самолеты	5	500	0,75	До 10 (взлет—посадка)
Ракеты	30	2000 (до 8 000)	—	30—70

В результате знакопеременного действия ударно-вибрационных нагрузок происходит быстрое старение элементов с последующим, обычно внезапным, отказом. Под воздействием вибраций и ударов возникают многочисленные механические повреждения элементов, особенно таких, как ЭВП, реле, конденсаторы, ослабляется крепление деталей, нарушается контакт в резьбовых соединениях, разрушаются пайки и т. д. Вследствие вибраций и ударов параметр потока отказов самолетной РЭА примерно в 10 раз выше, чем у однотипной наземной аппаратуры, а для аппаратуры ракет это соотношение достигает иногда 100 и более.

В этих условиях надежность РЭА в значительной степени зависит от качества амортизационных устройств, их характеристик [Л. 27]. Помимо применения амортизационных устройств защита аппаратуры от ударов и вибраций достигается выбором места ее установки на транспортном средстве (носителе). Например, аппаратура, устанавливаемая в нижней носовой части реактивного самолета имеет значительно более тяжелый ударно-вибрационный режим по сравнению с аппаратурой, размещенной в верхней средней части фюзеляжа.

Проникающая радиация. В настоящее время все более широкое применение в народном хозяйстве и оборонной технике начинают находить в качестве силовых или энергетических установок ядерные реакторы (атомные электростанции, корабли, подводные лодки). Общим при их применении является наличие проникающего ядерного излучения. Электронное оборудование для контроля и управления работой ядерного реактора размещается обычно поблизости от системы охлаждения реактора [Л. 7, 33]. При этом наряду с высокой окружающей температурой (до 120° С) электронное оборудование подвергается двум видам проникающих ионизирующих излучений, распространяющихся за границы активной зоны реактора. Первый представляет собой электромагнитное гамма-излучение, второй — поток незаряженных частиц — нейтронов. Характеристики излучений реакторов зависят от их типа и могут в сильной степени различаться в зависимости от мощности и назначения реактора.

Параметры элементов электронной техники под действием ионизирующих излучений могут сильно изменяться в результате как обратимых эффектов, проявляющихся во время излучения, так и необратимых эффектов, приводящих к устойчивому нарушению работоспособности, сохраняющемуся и после прекращения действия излучения.

Механизм поглощения энергии разных по своей физической природе излучений (гамма-рентгеновские лучи, нейтроны, заряженные частицы — протоны и электроны) неодинаков, но в конечном счете он ведет к образованию в поглощающей среде (вещество элементов) ионов, возбужденных и смещенных атомов (молекул).

При ионизации гамма-квантами большого числа атомов в веществе элементов электронной техники образуется много свободных электронов. Атом или молекула, потерявшая электрон, становится положительным ионом. Положительный ион вместе с электроном образуют пару ионов.

Свободные электроны, образовавшиеся в результате ионизации гамма-квантами вещества электронных схем, находящихся под напряжением, создают паразитные токи, величина которых зависит от интенсивности гамма-излучения. Дефекты, создаваемые в веществе гамма-квантами, являются обратимыми.

Нейтроны, не обладая зарядом, проникают глубоко в вещество и взаимодействуют только при непосредственных столкновениях с ядрами атомов. При этом ядро получает значительную долю энергии нейтрона и атом может сместиться из своего положения в кристаллической решетке (образуется вакансия и междоузельный атом). Значительные смещения вызывают нейтроны, обладающие энергией более 10 *кэв*. Смещенный атом и образованная вакансия равносильны введению примеси в кристаллическую структуру. Таким образом в эле-

ментах электронной техники, параметры которых зависят от совершенства кристаллической структуры вещества, большое число смещенных атомов, вызванных ионизирующими излучениями, может сказаться на работоспособности элементов. Наиболее чувствительны к указанным дефектам полупроводниковые материалы и кристаллы кварца. В полупроводниках повреждения кристаллической решетки приводят к уменьшению времени жизни неосновных носителей заряда:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_0} + \frac{\Phi}{k_p}, \qquad (30\text{-}70)$$

где τ — время жизни неосновного носителя заряда после облучения;

τ_0 — время жизни неосновного носителя заряда до облучения;

k_p — коэффициент радиационного повреждения (зависит от материала базы, критической частоты и вида излучения);

Φ — интегральный поток излучения;

$$\Phi = \varphi t, \qquad (30\text{-}71)$$

где φ — плотность потока частиц, *нейтрон/см² · сек*;

t — время действия излучения.

Из формулы (30-70) следует, что с увеличением дозы облучения (Φ) время жизни неосновных носителей уменьшается. Уменьшение времени жизни неосновных носителей, например, в транзисторе увеличивает число неосновных носителей, которое рекомбинируется с основными носителями, что ведет к уменьшению коэффициента усиления по току. При этом значение коэффициента k_p, а значит, и повреждаемость ППП уменьшаются с увеличением критической частоты.

Процессы ионизации вблизи поверхности ППП, особенно транзисторов, вызывают повреждения (обычно обратимые) за счет поверхностного эффекта.

Ионы и освобожденные электроны газа притягиваются к поверхности транзистора электрическими полями, существующими у поверхности *p-n* перехода (при работе транзистора). Эти ионы искажают электрические поля внутри транзистора, что приводит к увеличению тока утечки и уменьшению коэффициента усиления. При этом наиболее подвержены поверхностным эффектам те транзисторы, у которых поверхность перехода находится в контакте с газом в корпусе. Менее чувствительны к поверхностным эффектам транзисторы с защищенной от влияния газа (пассивированной) поверхностью *p-n* перехода или транзисторы, из корпуса которых газ откачан.

На рис. 30-14 представлены кривые, показывающие изменение коэффициента усиления по току кремниевых транзисторов (в схеме с общим эмиттером) при облучении потоком нейтронов [Л. 34]. Кривые показывают, что действие излучения увеличивается при уменьшении критической частоты f_α. Это находит простое физическое объяснение: чем больше толщина базы транзистора, тем большее число нейтронов взаимодействует на своем пути с ядрами атомов вещества и тем больше нарушается структура кристаллической решетки. Следовательно, более стойкими к воздействию радиации являются высокочастотные полупроводниковые приборы, имеющие «тонкую» базу.

ЭВП к действию радиации более стойки, чем ППП, но иногда под действием радиации разрушается стеклянный баллон

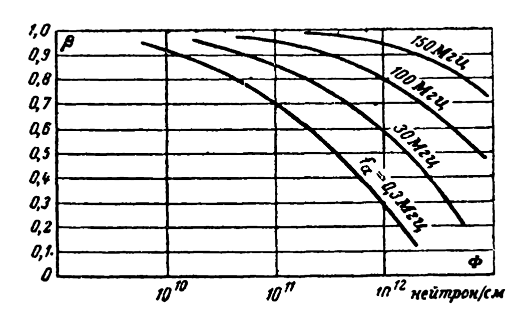


Рис. 30-14. Изменение относительного коэффициента усиления по току кремниевых транзисторов в зависимости от интегрального потока нейтронов с энергией $E>0,1$ *Мэв*.

лампы, особенно если стекло содержит боросиликат. Более стойки к действию радиации и другие элементы электронной техники (конденсаторы, резисторы и др.).

Климатические и биологические воздействия. Вредное влияние климата проявляется главным образом за счет высокой или низкой температуры воздуха и повышенной влажности. Температурные влияния сказываются тем сильнее, чем больше скорость изменения температуры и чем чаще повторяются температурные циклы.

Низкая температура окружающей среды вызывает разрушение изоляционных материалов (пластмасс, резины и т. д.) и компаундов, замерзание электролита в аккумуляторах, загустевание смазок и др. При низкой температуре в герметизированных элементах возникает внутреннее разряжение, в герметизированных конденсаторах типа КБГ происходит усадка пропиточного материала, приводящая к пробоям.

Высокая температура воздуха ухудшает теплоотвод от энерговыделяющих элементов, которые могут испытывать перегревы и отказывать; возможные разрушения органических материалов. Резкие колебания температуры способствуют появлению трещин и ослаблению механических соединений. При колебаниях температуры в условиях влажного воздуха на узлах аппаратуры конденсируется влага, что создает условия для образования электрических пробоев.

Повышенная влажность (более 70%) воздуха является одним из серьезных факторов, снижающих надежность РЭА. При этом ухудшается и без того тяжелый тепловой режим целого ряда узлов.

Обладая большой проникающей способностью, вода заполняет межструктурные каналы элементов, в результате чего проводимость диэлектриков повышается до проводимости воды. Происходят утечки и замыкания в соединительных кабелях, высокочастотных разъемах. Негерметизированные конденсаторы изменяют свои характеристики из-за диффузии влаги через пластмассу и выводы.

Повышенная влажность является одной из основных причин отказов негерметизированных трансформаторов и дросселей. Необратимые изменения величины сопротивления высокоомных резисторов типа ВС и МЛТ происходят при систематическом увлажнении лакового покрытия.

В районах с повышенной влажностью РЭА быстро разрушается вследствие коррозионных явлений.

Среди биологических факторов наибольшее значение имеет действие грибка (плесени), насекомых и грызунов. Для образования грибковой плесени необходимы питательная среда тепло и возможно меньшая вентиляция воздуха. Особенно благоприятные условия для образования плесени имеются в тропических и субтропических районах (комбинация высокой влажности и высоких температур). Наиболее подвержены действию плесени пластмассы на целлюлозной основе. Плесень появляется также на неорганических изоляционных материалах, металле и стекле. Грибок способствует коррозии, разрушает контактные соединения. Для борьбы с плесенью применяют специальные лаки.

Неисправности, вызванные насекомыми в областях с умеренным климатом, встречаются сравнительно редко. Однако в районах с жарким климатом насекомые очень опасны. Они поселяются в разъемах, нарушая контакты; некоторые насекомые объедают изоляцию. Особенно опасны в этом отношении термиты.

Влияние циклического режима работы. Под циклическим режимом понимается режим, связанный со сравнительно частыми включениями и выключениями аппаратуры. При каждом включении и выключении происходят переходные процессы и в узлах РЭА возникают токи и напряжения, величины которых обычно намного превышают, хотя и кратковременно, допустимые по техническим условиям величины, т. е. коэффициент нагрузки при этом становится больше единицы.

В табл. 30-6, составленной по зарубежным данным, приведены значения наработки на отказ для связной радиостанции, установленной на различных самолетах и имеющей поэтому разную цикличность работы [Л. 12].

Таблица 30-6

Тип самолета	Средняя продолжительность полета, ч	Наработка на отказ, ч
Сверхтяжелый бомбардировщик . . .	13,3	183
Бомбардировщик . .	6,6	77
Истребитель-бомбардировщик	2,2	33

На истребителях-бомбардировщиках радиостанция включается примерно в 6 раз чаще, чем на бомбардировщиках, и не случайно, что наработка на отказ на истребителях примерно в 5,5 раз меньше (правда, есть и другие причины снижения надежности РЭА на «легких» самолетах).

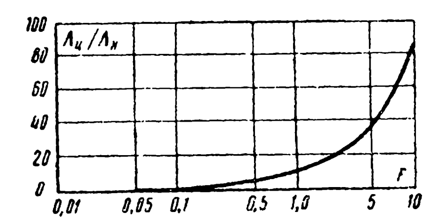


Рис. 30-15. Зависимость надежности от цикличности работы радиоэлектронной аппаратуры.

$\Lambda_ц$ — параметр потока отказов в циклическом режиме; $\Lambda_н$ — параметр потока отказов в непрерывном режиме; F — число включений за 1 *ч* работы.

Замечено, что наиболее часто отказы случаются в первые 10 *мин* работы аппаратуры, причем число отказов в этом промежутке времени растет с увеличением частоты циклов.

На рис. 30-15 представлен график, характеризующий увеличение параметра потока отказов аппаратуры при увеличении числа циклов работы в единицу времени. Из этого графика следует, что для аппаратуры, работающей при большой частоте включений и выключений, надежность может быть в несколько раз и даже в несколько десятков раз ниже надежности аппаратуры, работающей квазинепрерывно.

Влияние факторов космического пространства. В связи с широким освоением околоземного и межпланетного пространства, созданием различного рода автоматических и пилотируемых космических летательных аппаратов, при анализе работоспособности и расчете надежности их бортовой аппаратуры приходится учитывать новые факторы, воздействию которых обычно не подвергается наземная, корабельная и даже авиационная РЭА.

К числу факторов космического пространства необходимо отнести воздействие глубокого вакуума, высоких и сверхвысо-

ких температур, микрометеорных потоков и космической радиации (космических ионизирующих излучений).

Глубокий вакуум. Считают [Л. 7], что глубокий вакуум наблюдается уже на высотах порядка 100 *км* и определяется давлением среды около 10^{-4} *мм рт. ст.* С увеличением высоты давление окружающей среды непрерывно понижается и на высоте порядка 2 000 *км* падает до 10^{-13} *мм рт. ст.* Однако вблизи космического летательного аппарата всегда существует «локальная атмосфера» и только при очень длительном космическом полете у внешней поверхности аппарата давление может достигнуть (на значительных удалениях от Земли) величин, близких к вакууму космического пространства.

Глубокий вакуум может воздействовать на антенные устройства, изоляторы, проводники, оптические элементы РЭА, расположенные на внешней поверхности космического объекта, а также на те узлы и блоки РЭА, которые расположены в негерметизированных отсеках. Основные воздействия глубокого вакуума на элементы РЭА связаны:

с сублимацией (переход вещества из твердой фазы в газообразную, минуя жидкую фазу) металлических и неметаллических элементов; испарением смазочных материалов;

с ухудшением теплопередачи, поскольку в вакууме отсутствуют конвективный теплообмен и теплопроводность среды (при вакууме ниже 10^{-4} *мм рт. ст.*). Теплопередача в вакууме осуществляется только путем излучения и кондуктивного теплоотвода (через хорошие тепловые контакты);

с ухудшением трения, поскольку в вакууме улетучиваются поверхностные газовые пленки материалов и исчезают оксидные пленки, защищающие поверхность материалов. При очень глубоком вакууме данное явление может привести даже к схватыванию (свариванию) контактирующих материалов;

с изменением значений электропроводности.

Так, на поверхности диэлектриков могут накапливаться электрические заряды, появляются поверхностные токи утечек. В результате газовыделения с поверхности элементов (при длительном пребывании в космосе) изменяются значения объемной теплопроводности.

Высокие и сверхнизкие температуры. Аппаратура [Л. 37, 39, 42] установленная на космических объектах, подвергается непосредственно (для элементов на внешней поверхности) или косвенно (для элементов, расположенных в приборных отсеках) действию тепловых потоков, связанных с прямым излучением Солнца; собственным излучением Земли (для ИСЗ) или планеты; отраженным от Земли (планеты) солнечным излучением, т. е. *альбедо Земли* (планеты), под которым понимают отношение отраженной энергии ко всей падающей энергии. Эти тепловые потоки влияют на температурный режим работы узлов и блоков РЭА, особенно тех, которые расположены на наружной поверхности космического объекта.

Величина теплового потока прямого солнечного излучения Q_s для элемента поверхности ds составляет:

$$Q_s = A_s E_s ds \cos\varphi, \qquad (30\text{-}72)$$

где A_s — коэффициент поглощения излучения данной поверхностью;
$E_s = 1\,400$ *вт/м²* — суммарная интенсивность солнечного излучения;
φ — угол между нормалью к элементу и направлением солнечных лучей.

Величина альбедо Земли принимается обычно равной $a=0{,}39\ E_s$, т. е. 550 *вт/м²* [Л. 39].

Тепловая энергия, падающая на элемент поверхности космического объекта за счет отражения Землей (планетой) солнечного излучения, составляет:

$$Q_{rs} = aE_s f_{rs}(\beta, \Delta, H) ds, \qquad (30\text{-}73)$$

где a — альбедо Земли (планеты);
$f_{rs}(\beta, \Delta, H)$ — функция, определяемая удаленностью (H) элемента от Земли (планеты), углом (β) между нормалью к элементу и направлением на центр Земли (планеты) и углом (Δ) между нормалью к элементу и направлением солнечных лучей.

На тепловой режим космического аппарата может повлиять и собственное излучение Земли (планеты), которое для ориентировочных расчетов принимают равномерным. Интенсивность собственного излучения Земли в инфракрасной области соответствует излучению абсолютно черного тела при температуре 250° К. Величина энергии, поглощенной элементом за счет собственного излучения Земли, определяется по формуле

$$Q_e = A_e E_e f_e(\beta, H) ds, \qquad (30\text{-}74)$$

где A_e — значение коэффициента черноты поверхности элемента ds для инфракрасного излучения при температуре 250° К;
$E_e = 210$ *вт/м²* — интенсивность собственного излучения Земли [Л. 37];
$f_e(\beta, H)$ — функция, определяемая удаленностью (H) и ориентацией (β) элемента.

Аппаратура космического объекта при своей работе выделяет тепловую энергию, которая передается к наружной поверхности объекта путем кондуктивного теплоотвода, лучистого теплообмена и принудительной конвекции (если она есть). При этом энергия, приходящаяся на элемент за счет внутреннего тепловыделения, при ориентировочных расчетах находится по формуле

$$Q_i = \frac{1}{R_{общ}}(T - T_i), \qquad (30\text{-}75)$$

где T_i — средняя температура отсеков, в которых расположена энерговыделяющая аппаратура, °К;

T — температура поверхности элемента, °К;

$R_{общ}$ — тепловое сопротивление, характеризующее передачу тепла элементу за счет кондуктивного теплоотвода, лучистого теплообмена и вынужденной конвекции.

Очевидно [Л. 37], величина теплового потока, падающего на поверхность космического объекта, зависит от ориентации поглощающих элементов относительно Солнца, Земли (планеты). Одни участки поверхности будут нагреваться (до температуры порядка 100° С и более), а другие — охлаждаться (до температуры около —100° С и ниже). Величина энергии, идущей на нагрев (охлаждение) поглощающих элементов, составляет:

$$Q_c = cG\frac{dT}{dt}, \qquad (30\text{-}76)$$

где c — удельная теплоемкость материала;

G — вес поглощающего элемента;

$\frac{dT}{dt} > 0$ — при нагреве поглощающего элемента $\left(\frac{dT}{dt} < 0\right.$ — при охлаждении).

Тепловой режим будет также зависеть от степени теплового излучения рассматриваемого элемента, энергия которого находится по формуле

$$Q_r = \varepsilon\sigma T^4 ds, \qquad (30\text{-}77)$$

где ε — степень черноты поверхности элемента;

σ — постоянная Стефана — Больцмана ($\sigma = 5{,}67 \cdot 10^{-12}$ *вт/см²·град⁴*);

T — температура поверхности элемента, °К.

Если пренебречь некоторыми второстепенными источниками тепловой энергии (аэродинамический нагрев, существенный при полете космического объекта на высоте менее 150 *км*; нагрев за счет потоков микрометеоритного вещества, за счет потоков заряженных частиц и др.), то температура поверхности элемента в каждый момент времени может быть найдена из уравнения теплового баланса:

$$Q_c + Q_r = Q_s + Q_{rs} + Q_e + Q_i. \qquad (30\text{-}78)$$

При этом значения поглощаемой и излучаемой элементом энергии зависят от оптических свойств поверхности (коэффициенты A_s, A_e, ε), в свою очередь, зависящих от длины волны приходящих излучений. Около 97% энергии солнечного излучения приходится на область спектра, лежащего в диапазоне волн 0,3—3 *мкм*, около 2% — на область спектра, лежащего в диапазоне волн более 3 *мкм*; около 1% — на область спектра, лежащего в диапазоне волн менее 0,3 *мкм* [Л. 39]. Собственное излучение Земли лежит в диапазоне волн длиннее 3 *мкм*.

Элементы, хорошо поглощающие в видимой части солнечного спектра, могут в космическом полете разогреваться до достаточно высоких значений температуры (более 100° С). Поэтому их иногда покрывают красками, имеющими малые значения коэффициента поглощения в видимой части спектра.

Величина температуры поверхности наружных элементов космического объекта определяется также качеством обработки поверхности, причем у шероховатых поверхностей величина коэффициента поглощения значительно больше, чем у гладких поверхностей.

Микрометеорные потоки. Потоки физических частиц (микрометеоритов и метеоритов) могут вызывать эрозию поверхности космического объекта, что приводит к изменению ее оптических свойств. Образование микротрещин и кратеров при столкновении микрометеорных частиц с такими элементами, как датчики оптических систем, солнечные батареи и др., может при длительном существовании космического объекта привести к постепенному отказу этих элементов [Л. 40, 42].

Масса микрометеорных частиц небольшая (от 10^{-3} до 10^{-10} *г*), но большая скорость движения этих частиц (от 10 до 70 *км/сек*) вызывает при столкновении с преградой ударную волну как в самой преграде, так и в налетающей частице [Л. 40]. В результате этого может происходить превращение вещества из одной кристаллической структуры в другую (например, железо переходит в более плотную кристаллическую фазу); сокращение межатомных состояний в полупроводниках и диэлектриках под действием высоких давлений ведет к их металлизации.

Плотность потока микрометеорных частиц в значительной степени меняется с расстоянием от Земли; повышенная плотность наблюдается вблизи Земли на высотах 100—300 *км*; с удалением плотность потока уменьшается. При этом для частиц с массой 10^{-8} *г* на высотах 100—300 *км* плотность потока в среднем составляет 0,3—0,7 *1/м²·сек*, а на высоте около 1 000—2 000 *км* уменьшается на несколько порядков [Л. 40]. В межпланетном пространстве космический корабль может встретиться со сгустками микрометеоритного вещества, в которых пространственная плотность потока частиц может резко возрасти, причем в этих потоках имеется достаточно большое число частиц с массой, большей 0,001 *г*. Встреча космического корабля с подобными сгустками может привести к повреждениям наружных элементов.

Невесомость. Ее воздействие на РЭА, расположенную в герметизированных отсеках, проявляется в виде снижения эффективности систем принудительной конвекции, особенно жидкостных систем охлаж-

дения (появление «застойных» зон, газовых пробок в жидкостях и др.). Спроектированные с учетом воздействия невесомости системы теплообмена позволяют значительно уменьшить ее влияние на работоспособность РЭА [Л. 7, 37].

щей через максимум внутреннего пояса, за 1 год активного существования, повергнется воздействию интегрального потока [см. ф-лу (30-71)] более 10^{11} *протон/см²*, поскольку за корпус космического аппарата проникают протоны с энергией 20—30 *Мэв* и

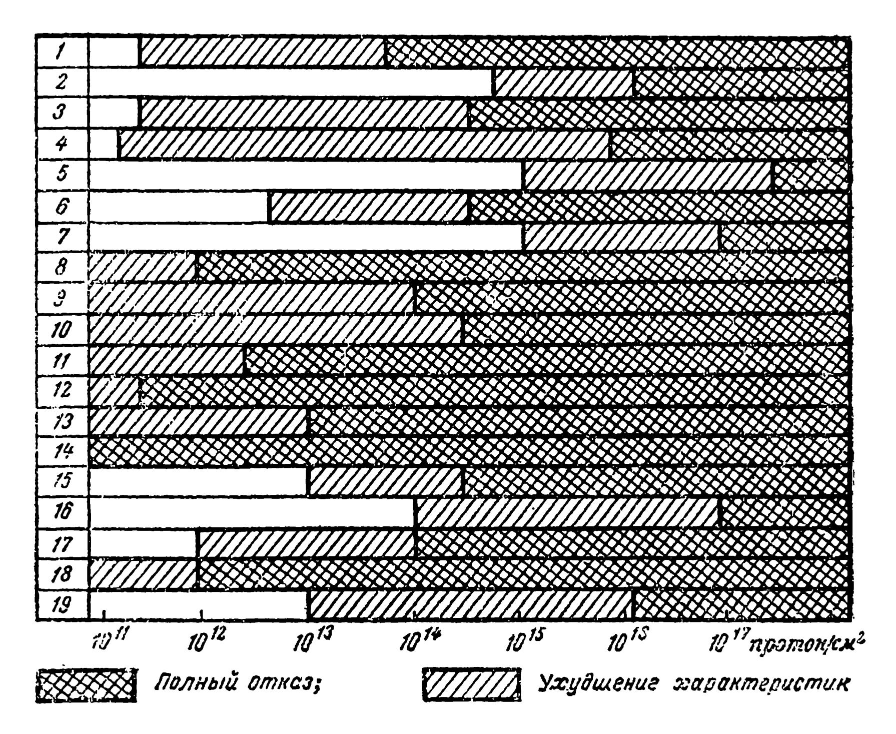


Рис. 30-16. Зависимость радиационных повреждений в элементах радиоэлектронной аппаратуры от интегрального потока протонов.

1 — угольные композиционные резисторы; *2* — металлопленочные резисторы; *3* — бумажные конденсаторы; *4* — майларовые конденсаторы; *5* — керамические конденсаторы; *6* — сверхминиатюрные электронные лампы; *7* — металлокерамические электронные лампы; *8* — низкочастотные полупроводниковые диоды; *9* — высокочастотные полупроводниковые диоды; *10* — туннельные диоды; *11* — кремниевые управляемые выпрямители; *12* — низкочастотные транзисторы; *13* — высокочастотные транзисторы; *14* — элементы кремниевых солнечных батарей (незащищенные стеклом); *15* — кристаллы кварца; *16* — магнитные материалы; *17* — полиэтилен; *18* — тефлон; *19* — слюда.

Космическая радиация. В околоземном космическом пространстве [Л. 42] наблюдаются мощные потоки заряженных частиц, связанных с их локализацией во внутреннем и внешнем радиационных поясах Земли (см. т. 1, разд. 6). За пределами магнитосферы Земли (на удалениях, превышающих 60 000 *км*) на аппаратуру космических объектов в основном воздействует солнечное корпускулярное излучение, возникающее при крупных солнечных вспышках.

Протоны высокой энергии в основном содержатся во внутреннем радиационном поясе. Так, максимальная плотность потока протонов с энергией более 40 *Мэв* на расстоянии около 3 000 *км* от Земли (в экваториальной плоскости) составляет около $3 \cdot 10^4$ *протон/см²·сек*. Означает [Л. 33], что аппаратура ИСЗ с орбитой, проходящей через максимум внутреннего пояса, за 1 год активного существования, повергнется воздействию интегрального потока более. Для некоторых узлов РЭА такие потоки опасны и могут приводить к отказам.

Электроны высокой энергии (более 1 *Мэв*) существуют во внешнем поясе, причем максимальная плотность их потока достигает 10^5 *электрон/см²·сек* (на расстоянии от Земли в экваториальной плоскости около 16 000 *км*). Электроны такой энергии, проникая через корпус ИСЗ, воздействуют на элементы РЭА и при большом времени полета ИСЗ могут приводить к отказам.

Низкоэнергетические потоки протонов и электронов во внутреннем и внешнем радиационных поясах Земли имеют более высокую интенсивность. Но эти потоки могут представлять опасность только для элементов аппаратуры, расположенной на внешней поверхности.

Следует указать, что наряду с естественными радиационными поясами Земли

могут быть образованы и искусственные. Так, в июле 1962 г. в результате ядерного взрыва, произведенного США над о. Джонстон на высоте 400 *км* (тротиловый эквивалент заряда 1,4 *Мт*), образовался мощный искусственный радиационный пояс с потоком электронов в интервале энергий 20 *кэв*$<E_e<$7 *Мэв* [Л. 42]. Искусственный пояс существовал более года и представлял в первые месяцы серьезную опасность для бортовой аппаратуры ИСЗ.

Действие заряженных частиц на элементы РЭА космических летательных аппаратов в основном вызывается теми же явлениями, какие имеют место при действии нейтронов и гамма-квантов, и были уже рассмотрены выше. При действии протонов с энергией более 400—500 *Мэв* в активном веществе элементов, особенно в ППП, могут происходить ядерные реакции, приводящие к превращению ядер и соответствующему разрушению *p-n* переходов.

Потоки заряженных частиц вызывают необратимые изменения параметров элементов, определяемые накопленной дозой излучения, и обратимые изменения, зависящие от мощности дозы [Л. 33].

На рис. 30-16 показана ориентировочная зависимость стойкости некоторых элементов РЭА к воздействию протонов [Л. 36]. В соответствии с составом материалов элементов и технологией их изготовления каждый конкретный тип элементов будет характеризоваться различными значениями стойкости к воздействию ионизирующих излучений.

Так, планарные транзисторы более стойки к радиации, чем транзисторы с меза-структурой, а тонкопленочные транзисторы на 2—3 порядка более стойки, чем монокристаллические транзисторы [Л. 41].

При расчете надежности РЭА ИСЗ определяют интегральные потоки заряженных частиц разных энергий в зависимости от времени активного существования и параметров траектории движения ИСЗ (высоты апогея и перигея, угла наклона плоскости орбиты к плоскости экватора). По графикам (рис. 30-16) или другим данным находят значения стойкости элементов к действию радиации и, сравнивая эти значения с интегральными потоками частиц тех энергий, которые «проходят» через корпус ИСЗ и аппаратуры, определяют границы работоспособности аппаратуры [Л. 33, 34, 42].

Наиболее сильному воздействию космической радиации подвергаются элементы аппаратуры космических объектов, расположенные на внешней поверхности (солнечные батареи, оптические элементы и др.). Следует заметить, что в оптических элементах потоки космической радиации могут вызывать уменьшение коэффициента пропускания за счет помутнения стекол, а также явление свечения стекол. Последнее может в свою очередь приводить к помехам в работе таких электронных приборов, как астроориентаторы [Л. 34].

Анализ радиационных условий в космическом пространстве показывает, что на высотах полета ниже 1 000 *км* действие радиации на аппаратуру ИСЗ не будет приводить к нарушениям ее работоспособности даже при длительном полете, до одного года и более [Л. 34]. При длительных полетах ИСЗ на высотах более 1 000 *км* космическая радиация представляет значительную опасность, и при проектировании РЭА, предназначенной для работы на ИСЗ, необходимо учитывать ее воздействие.

30-7. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Способы повышения надежности в процессе проектирования и производства

Мероприятия по повышению надежности должны проводиться в процессе проектирования и производства аппаратуры и ее элементов, а также в процессе эксплуатации. Хотя показатели надежности в основном определяются уровнем проектирования и производства, в процессе эксплуатации они могут быть как повышены, так и снижены.

В процессе проектирования и производства повышение надежности может быть достигнуто проведением следующих основных мероприятий:

совершенствованием принципов построения узлов аппаратуры;

установкой в аппаратуре элементов и материалов с высокими показателями надежности;

обеспечением облегченных (по сравнению с указанными в ТУ) режимов работы элементов;

защитой аппаратуры и ее узлов (элементов) от воздействия ударов, вибраций, влажности и других внешних эксплуатационных факторов;

испытанием узлов аппаратуры в граничных условиях и режимах (метод граничных и матричных испытаний);

широким применением узлов и схем микроэлектроники;

применением резервных узлов и блоков (при необходимости резервных элементов, позволяющих исключить влияние на надежность РЭА «слабых звеньев»);

использованием входного контроля материалов и элементов на заводе — изготовителе РЭА;

использованием на электрическом монтаже и сборке узлов РЭА механизированного и автоматизированного оборудования;

обеспечением легкого доступа к узлам и блокам для быстрого отыскания и устранения причины отказа;

применением встроенных или автономных устройств автоматического контроля работоспособности.

При создании надежной аппаратуры наряду с широким применением полупро-

водниковой техники (главным образом, унифицированных микроэлектронных схем) следует применять магнитные модуляторы, магнитные усилители, ферритовые коммутаторы (в антенно-фидерных трактах), бесконтактные сельсины и другие надежные элементы.

При этом целесообразно добиваться:

электрической нагрузки элементов, где это возможно, не более 20—25% от номинальной;

применения стабилизированного напряжения для питания цепей накала ЭВП, так как колебания напряжения питания в связи с этим, температуры нити накала приводят к быстрому изнашиванию катода;

всемерного облегчения температурных режимов узлов путем их рационального размещения и создания системы принудительного терморегулирования;

герметизации высоковольтных блоков;

минимального воздействия на элементы электрических перегрузок во время переходных процессов путем постепенного увеличения питающих напряжений при включении аппаратуры, а равно постепенного уменьшения напряжений при выключении аппаратуры.

С целью повышения влагостойкости и вибростойкости некоторые узлы (иногда и блоки) следует заливать смолами или пластмассами, образующими влагостойкую оболочку. Подобные заливки ухудшают тепловой режим работы элементов, и это должно быть предусмотрено при проектировании.

О методе граничных и матричных испытаний. Граничные (матричные) испытания применяются для экспериментального изучения правильности подбора величин параметров элементов, питающих напряжений, регулировочных элементов в узлах аппаратуры. При граничных испытаниях представляется возможность изучить влияние внезапных и постепенных отказов элементов на работоспособность узлов. Граничные (матричные) испытания проводятся на стадии макетирования конструкции аппаратуры.

На выходные параметры любого узла (элемента) радиоэлектронной аппаратуры устанавливаются допуски, в пределах которых могут изменяться параметры. При этом любой выходной параметр узла (элемента) является функцией других параметров, зависящих от внешних и внутренних факторов, оказывающих возмущающее действие на выходные параметры узла (элемента). К таким факторам относятся колебания питающих напряжений, окружающей температуры, влажности и др., а также влияние изменения параметров элементов схемы.

Задачей метода матричных испытаний является экспериментальное определение области безотказной работы узла (элемента) при изменениях параметров. Сам метод матричных испытаний сводится к построению некоторой области в многомерном пространстве, внутри и на границах которой искомая функция принимает значения, соответствующие заданному множеству [Л. 5]:

$$Y = f(X_1, X_2, ..., X_i, ..., X_n),$$

где Y — значение выходного параметра, соответствующее случаю безотказной работы узла (элемента);

X_i — значение i-го параметра узла (элемента), оказывающего воздействие на выходной параметр.

Однако построить n-мерную область без специальных автоматических устройств очень сложно. Поэтому на практике часто

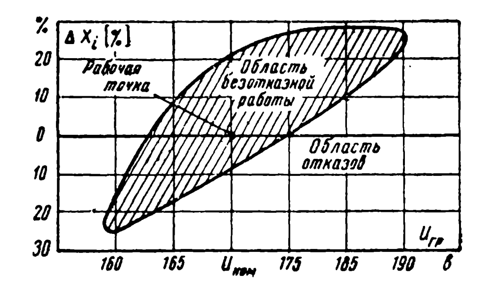


Рис. 30-17. График граничных испытаний.

определяют граничные точки области безотказной работы узла (элемента) при изменении одного параметра, сохраняя значения других неизменными. Такой метод называется методом граничных испытаний. Для реализации метода граничных испытаний прибегают к изменению выходного параметра с помощью искусственных приемов, например изменяя одно из питающих напряжений, выбранное в качестве напряжения граничных испытаний. Границы области, в пределах которой узел (элемент) работает безотказно, определяются при изменении напряжения граничных испытаний до момента отказа узла (элемента) по исследуемому выходному параметру в случае, когда другие параметры схемы узла (элемента) имеют номинальные (или заданные) значения. Затем при некотором отклонении одного из параметров узла от начального значения снова производится наблюдение за выходным параметром узла при изменении напряжения.

С помощью полученных при эксперименте значений строится график граничных испытаний (рис. 30-17). Этот график представляет геометрическое место точек отказа узла (элемента) по выходному параметру Y при определенных значениях напряжения граничных испытаний ($u_{гр}$) и параметра X_i, т. е. $\Delta Y_{без} = f(\Delta x_i, \Delta u_{гр})$, где $\Delta Y_{без}$ — область изменения выходного параметра, когда он еще находится в пределах допусков, т. е. узел работает безотказно.

Если граничным испытаниям подвергается, например, усилитель высокочастотных колебаний, то в качестве выходного параметра Y выбирается коэффициент усиления.

В качестве «переменных» параметров X_i выбираются величины сопротивлений, емкостей или параметров электронного прибора. Величина $\Delta Y_{без}$ соответствует установленным допускам. Для получения результатов граничных испытаний вместо постоянных резисторов, конденсаторов и других элементов исследуемого узла ставятся переменные или же осуществляется поочередная замена соответствующего элемента однотипным, с известным отклонением параметра от номинала.

В качестве напряжения граничных испытаний в случае узлов с ЭВП чаще всего выбирают анодное напряжение или напряжение на экранной сетке. Вообще говоря, необязательно строить график граничных испытаний в зависимости от напряжения ганичных испытаний. Можно строить график зависимости одного параметра при изменении другого параметра.

Графики граничных испытаний позволяют определить правильность выбора номинальных значений параметров элементов того или иного узла, питающих напряжений, а также сравнить «запас» надежности аналогичных узлов по величине площадей области безотказной работы (чем больше площадь, тем больше «запас» надежности). Параметры некоторых элементов изменяются в процессе эксплуатации все время в одном направлении, например растет величина сопротивления у резисторов, падает емкость электролитических конденсаторов. В этом случае номинальные значения параметров элементов следует выбирать так, чтобы был минимальным «запас» изменения параметра в направлении, противоположном направлению закономерного изменения.

Говоря о путях повышения надежности в процессе производства, следует остановиться на повышении надежности электрических соединений. Известно, что даже высококачественные пайки служат причиной многих отказов при эксплуатации РЭА, а сам процесс пайки часто отрицательно сказывается на элементах, расположенных вблизи места пайки (распространение тепла от паяльника). В настоящее время имеется возможность замены пайки сваркой, осуществляемой с помощью электронного луча. При этом значительно увеличивается надежность соединений и сводится к минимуму температурное воздействие технологического процесса на радиоэлементы.

Много отказов возникает и в монтажных схемах. Основным путем повышения надежности здесь является предельное ограничение номенклатуры проводов и кабелей как по количеству применяемых марок, так и по количеству сечений провода.

Пути обеспечения надежности в процессе эксплуатации

Надежность РЭА однократного применения (невосстанавливаемой) определяется, главным образом, уровнем проектирования и производства, а также сроками и условиями хранения до момента применения. Надежность восстанавливаемой аппаратуры многократного применения в значительной степени зависит от качества эксплуатации. В начальный период эксплуатации (после периода «приработки») в аппаратуре возникают преимущественно внезапные отказы элементов, интенсивность которых постоянна (справедлив экспоненциальный закон надежности). В этот период профилактическая (предупредительная) замена элементов не может принести пользы (скорее, наоборот, может принести вред), но профилактические мероприятия позволяют предотвратить ряд отказов (которые произошли бы при применении аппаратуры), связанных с неблагоприятным воздействием внешних факторов (разрегулировка, ослабление креплений и кабельных соединений, загрязнение, проникновение влаги и т. д.). После истечения этого периода (сотни часов наработки) начинают сказываться постепенные (износовые) отказы. При тяжелых внешних воздействиях (проникающая радиация, систематические ударно-вибрационные нагрузки, тяжелый температурный режим) изнашивание элементов может начаться значительно раньше (через несколько десятков часов наработки в условиях таких воздействий) и постепенные отказы проявляются достаточно быстро.

Профилактические мероприятия. Основная цель профилактического обслуживания аппаратуры после начального периода состоит в том, чтобы устранить влияние на работоспособность постепенных отказов. Интервалы времени, через которые необходимо проводить профилактические мероприятия (технические осмотры, регламентные работы, ремонт), чаще всего определяются путем тщательного анализа характеристик изнашивания и старения основных групп комплектующих элементов. На рис. 30-18 для примера представлено условное изменение во времени при данных условиях эксплуатации параметров основных групп элементов аппаратуры, а также тех элементов, которые имеют наименьшее время изнашивания (старения). Если приведенные кривые являются усредненными, то простейший метод нахождения периодичности и объема профилактических работ состоит в следующем: с некоторым запасом по сравнению с временем наступления отказа наименее надежных групп (*5* и *6*) назначается первое техническое обслуживание (регламентные работы) с периодом $T_{пр1}$, если по другим соображениям (например, для проверки механических узлов, регулировочных параметров) этот период не должен быть меньше. Следует заметить, что поле допуска (см. рис. 30-18) для разных элементов будет различным. В объем первого обслуживания наряду с другими необходимыми проверками и регулировками должна входить проверка и при необходимости, замена элементов групп *5* и *6*. При этом считаем, что параметры замененных (или отрегулированных) элементов возвращены в начальное состояние.

Подобным же образом назначается второе техническое обслуживание с периодом $T_{пр2}$ и т. д. Естественно, что, например, при втором техническом обслуживании объем работ (проверок и замен) больше, чем в первом, поскольку наряду с проверкой параметров элементов групп *1* и *4* необходимо проверить и параметры элементов групп *5* и *6*.

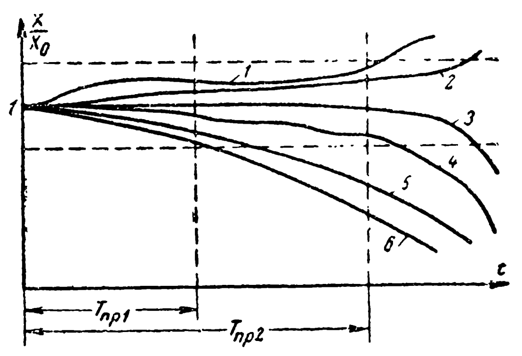


Рис. 30-18. Определение периодичности профилактических мероприятий путем изучения характеристик изнашивания (старения) основных групп комплектующих элементов.

1 — изменение обратного коллекторного тока транзисторов; *2* — изменение величины сопротивления резисторов; *3* — изменение емкости конденсаторов; *4* — изменение коэффициента усиления транзисторов; *5* — изменение крутизны характеристики ЭВП; *6* — изменение емкости аккумуляторной батареи.

Здесь изложен физический принцип определения периодичности профилактических мероприятий. В настоящее время разработаны и в ряде случаев применяются на практике математические методы определения периодичности профилактических работ [Л. 3 (дополнения), 24, 43, 44].

Рассмотрим общую задачу, позволяющую связать показатели надежности с периодом $T_{пр}$ между очередными профилактическими работами. В качестве показателя надежности применяется вероятность того, что в произвольный момент времени t аппаратура работоспособна и безотказно работает в течение времени t_1, примыкающем к моменту времени t. Будем считать, что вероятность безотказной работы $p(t_1)$ не зависит от t. Предполагаем, что после проведения профилактических мероприятий работоспособность аппаратуры восстанавливается до первоначального состояния, что эквивалентно замене аппаратуры на новый экземпляр. Время выполнения профилактики считаем случайной величиной $\tau_п$, распределенной по закону $F_п(\tau)=P\{\tau_п\leqslant\tau\}$. Время ремонта $\tau_р$ является также случайной величиной с законом распределения $F_р(\tau)=P\{\tau_р\leqslant\tau\}$. Время безотказной работы T распределено по закону $F(t)=P\{T\leqslant t\}$. Средние значения случайных величин $\tau_п$, $\tau_р$ и T соответственно составляют $T_п$, $T_р$, $T_{ср}$. После проведения очередной профилактики следующая назначается через неслучайный промежуток времени $T_{о.пр}$.

Возможны два способа планирования работ:

1) помимо проведения запланированной профилактики после каждого отказа (ремонта) проводится внеплановая профилактика, после чего планируется заново начало очередной профилактики;

2) вне зависимости от того, возникали или нет отказы аппаратуры в межпрофилактический период, проводится только плановая профилактика.

В первом случае оптимальная периодичность ($T_{о.пр}$) проведения профилактических мероприятий, для которой величина $p(t_1)$ максимальна для заданного промежутка времени t_1, определяется из условия

$$T_п=(T_р+t_1)\times\left[\lambda(T_{о.пр})\int\limits_0^{T_{о.пр}}p(y)\,dy-F(T_{о.пр})\right],\quad(30\text{-}79)$$

где $\lambda(T_{о.пр})$ — интенсивность отказов за межпрофилактический промежуток времени;

$p(y)=1-F(y)$ — вероятность безотказной работы за время y.

Во втором случае, если принять, что поток отказов является простейшим нестационарным (с переменной интенсивностью отказов), оптимальное значение $T_{о.пр}$ находится из условия:

$$T_п=T_р\left[T_{о.пр}\lambda(T_{о.пр})-\int\limits_0^{T_{о.пр}}\lambda(y)\,dy\right].\quad(30\text{-}80)$$

При условии, что $T_п/T_р<T_{ср}\lambda(T_{ср})$, первый способ оптимального планирования профилактических работ имеет преимущество.

Наряду с высококачественным выполнением профилактических работ надежность аппаратуры в процессе эксплуатации обеспечивается широким применением методов прогнозирования отказов; обязательной инструментальной проверкой и «тренировкой» в условиях, близких к эксплуатационным, тех комплектующих элементов, которые устанавливаются взамен отказавших; хорошей подготовкой обслуживающего персонала, а также повышением уровня организации процесса эксплуатации.

Прогнозирование отказов. Методы прогнозирования отказов можно разделить на «инструментальные» и «статистические».

«Инструментальное» прогнозирование связано с возможностью выявления, главным образом, постепенных отказов. Их количество, выявляемое при прогнозировании, зависит от точности применяемых для контроля приборов и «глубины» контроля. Все большее углубление контроля работоспособности с помощью современных измеритель-

ных приборов может привести к инструментальному прогнозированию и тех отказов, которые проявляются как внезапные. Исключение в данном случае составят, конечно, непосредственные поломки аппаратуры, происходящие, например, при резких ударах или при неумелом обращении с аппаратурой обслуживающего персонала.

Способы «инструментального» прогнозирования различны, но для практических целей разработаны еще недостаточно.

Так, один из способов состоит в прогнозировании отказов по характеру изменения параметров элемента или по выходным параметрам узла. Подчеркнем, что «инструментальное» прогнозирование основано на построении характеристик случайных величин, т. е. по существу является также статическим. Но практически в процессе прогнозирования характеристика изменения параметра чаще всего может и не строиться. Представим, что в процессе испытаний элементов или аппаратуры статистически установлен характер изменения параметров во времени, т. е. на основании многочисленных опытов построены усредненные кривые (на рис. 30-19 — кривые *1* или *2*, причем экспериментальные точки представляют средние значения, а не результаты одного опыта). Параметрами прогнозирования могут быть: для элементов — крутизна характеристики ЭВП, коэффициент усиления транзисторов, величина сопротивления резисторов, емкость конденсаторов, время «восстановления» газовых разрядников и т. д.; для узлов — коэффициент усиления каскада, напряжение на выходе каскада, длительность импульса и частота повторения импульсов блокинг-генератора и др. В процессе эксплуатации аппаратуры подобные характеристики построить не удается, так как при профилактических мероприятиях параметры регулируются до нормы. Такие характеристики можно получить при специальных испытаниях элементов (узлов) или строить их на период между профилактиками.

На основе технических условий на элементы (узлы) устанавливается нижнее (верхнее) допустимое значение параметра, называемое также уровнем отказа. Поскольку при испытаниях устанавливается и разброс значений параметра, то с учетом этого можно построить области изменения параметра. В месте пересечения нижнего участка области (рис. 30-19) с линией уровня отказа находится абсцисса $t'_{зам}$, определяющая возможный момент отказа (с учетом разброса), т. е. время замены элемента, время регулировки узла (аппаратуры), или время ремонта узла (аппаратуры). Однако наблюдение за параметрами прогнозирования обычно ведется не непрерывно, а только в процессе проведения профилактических мероприятий.

Для того чтобы за время между очередными профилактическими работами параметр прогнозирования не уменьшился до уровня, который лежит ниже (для кривой *1*) уровня отказа, время замены (ремонта) определяют как $t_{зам}=t'_{зам}-T_{пр}$. По величине $t_{зам}$ определяют значение параметра прогнозирования (см. рис. 30-19), указывающее на необходимость проведения восстановления (регулировки) элемента (узла) или его замены.

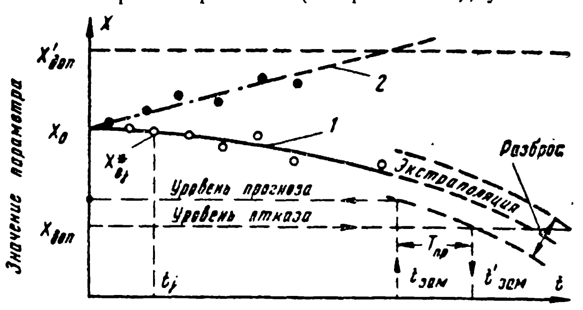


Рис. 30-19. Способ экстраполяции результатов измерений при прогнозировании постепенных отказов.

1 — случай уменьшающегося при старении значения параметра; *2* — случай возрастающего значения параметра.

Таким образом, если параметры прогнозирования изменяются закономерно, то в лабораторных условиях по изложенной методике можно определить уровень прогноза параметров, а при эксплуатации аппаратуры во время профилактических работ необходимо только сравнивать результаты измерений того или иного параметра с известным уровнем прогноза. Если при этом параметр прогнозирования оказывается ниже (для кривой *1*) уровня прогноза, то это означает, что до следующей профилактики может возникнуть отказ, а значит, необходимо произвести восстановление (замену отказавшего элемента или регулировку).

Как выбрать величину разброса значений параметра прогнозирования? Для этого определяется среднеквадратичное отклонение значений параметра около каждой из экспериментальных точек:

$$\sigma^*_{xj} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \left(X^*_i - X^*_{0j}\right)^2}{n-1}},$$

где X^*_i — значение параметра прогнозирования в i-м опыте;

X^*_{0j} — среднее значение параметра, полученное по результатам n опытов, проводившихся после того, как группа из n элементов (узлов) наработала некоторое время t_j (рис. 30-19).

При некотором значении времени наработки элемента (узла, аппаратуры) величина $X_{0j}^*-k_{\text{пр}}\sigma_{xj}^*$ становится равной допустимому значению параметра $X_{\text{доп}}$. Величина $k_{\text{пр}}$, называемая коэффициентом прогноза, определяет степень уверенности в том, что восстановление будет произведено до того, как параметр элемента (узла, аппаратуры) выйдет за допустимые пределы. Поскольку значения параметра можно считать распределенными в каждой серии опытов по нормальному закону, то при $k_{\text{пр}}=3$ практически учитывается весь возможный разброс значений параметра. Но уровень прогноза в этом случае получается слишком жестким, что обычно приводит к неоправданно частым восстановлениям, в частности к частой замене еще работоспособных элементов. В большинстве случаев оказывается достаточным брать величину $k_{\text{пр}}=1{,}5$ (при величине $k_{\text{пр}}=1{,}6$ только 10% возможных значений параметра оказываются «неучтенными»). Иногда достаточно взять $k_{\text{пр}}=1$ (около 30% возможных значений параметра оказываются «неучтенными»).

Недостатком метода является использование априорных статистических данных. Результаты прогнозирования будут более ощутимыми, если использовать апостериорные данные контроля параметров РЭА. Подобные методы прогнозирования в настоящее время разработаны математически (в частности, Б. В. Васильевым [Л. 45]), но методически еще не доведены до инженерного уровня. Определенная сложность математического аппарата сдерживает пока широкое применение указанных методов.

Если параметр изменяется закономерно, то с целью сократить время испытаний кривые изменения параметров могут «достраиваться» путем эксплуатации (пунктирное продолжение кривой 1 на рис. 30-19). Так, например, закономерно (сравнительно монотонно) изменяются параметры β и $I_{\text{ко}}$ транзисторов во время эксплуатации (в том числе при ускоренных испытаниях). При «достраивании» дисперсия параметра считается неизменной, равной среднему значению дисперсии вдоль экспериментальной кривой. Разброс значений параметра в экстраполированной области принимается равным:

$$\pm k_{\text{пр}}\sigma_{\text{ср}}^*, \quad \text{где} \quad \sigma_{\text{ср}}^*=\sum_{j=1}^{m}\sigma_{xj}^*/m$$

(m — число точек, полученных экспериментально).

В ряде случаев применяется метод прогнозирования, основанный на контроле работоспособности элементов и узлов РЭА путем создания специальных режимов работы (перегруженных или недогруженных) элементов или узлов с целью выявления близости контролируемых параметров к неисправному состоянию. Так, пусть известно, что при нормальном (номинальном) режиме работы изменение параметра происходит во времени в соответствии с кривой 1 на рис. 30-20. Если же несколько перегрузить элемент в электрическом, механическом или другом отношении (иногда же недогрузить), то изменение параметра прогнозирования может проходить иначе (в соответствии с кривой 2 на рис. 30-20). Известно, что при электрической перегрузке изношенных транзисторов их коэффициент усиления по току падает быстрее, чем у новых; крутизна характеристики ЭВП при понижении напря-

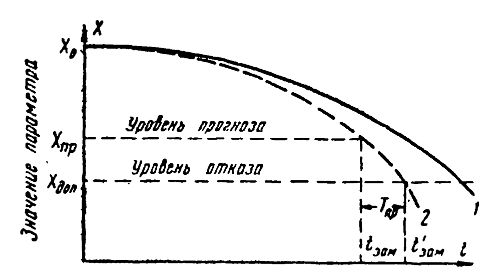


Рис. 30-20. Применение специальных режимов работы при прогнозировании отказов.

1 — характер изменения параметра при нормальном режиме; 2 — характер изменения параметра при специальном режиме.

жения накала для ламп с изношенным катодом падает значительно быстрее, чем для новых ламп (кривая 2, рис. 30-20). Таким образом, зная допустимое значение параметра прогнозирования, можно предусмотреть отказ элемента в ближайшем будущем (до очередной профилактики) и произвести предупредительную замену (регулировку) элемента (узла). Процедура прогнозирования иллюстрируется на рис. 30-20. Если в процессе выполнения очередной профилактики выясняется, что параметр прогнозирования лежит на уровне ниже $X_{\text{пр}}$, то это указывает на необходимость замены или регулировки соответствующего элемента.

На рис. 30-21 приведены кривые зависимости крутизны характеристики приемно-усилительных ламп от напряжения накала ($u_{\text{н.ном}}=6{,}3$ *в*) для новых и старых ламп. Анализ кривых позволяет сделать вывод о том, что если понизить напряжение накала до 5 *в*, то у хороших ламп крутизна уменьшается незначительно, в то время как у плохих ламп падает резко. Это обстоятельство позволит при профилактических работах отбраковать плохие лампы. Однако проверка каждой лампы в аппаратуре методом создания недоканального режима работы приводит к значительным трудозатратам. Поэтому стараются проверять объединенные цепи, например многокаскадные усилители промежуточной частоты, при понижении накала каждой из ламп объединенной цепи.

Как известно, при уменьшении крутизны лампы падает коэффициент усиления каждого каскада. Поэтому о нормальной работе ламп многокаскадного усилителя можно судить по величине общего коэффи-

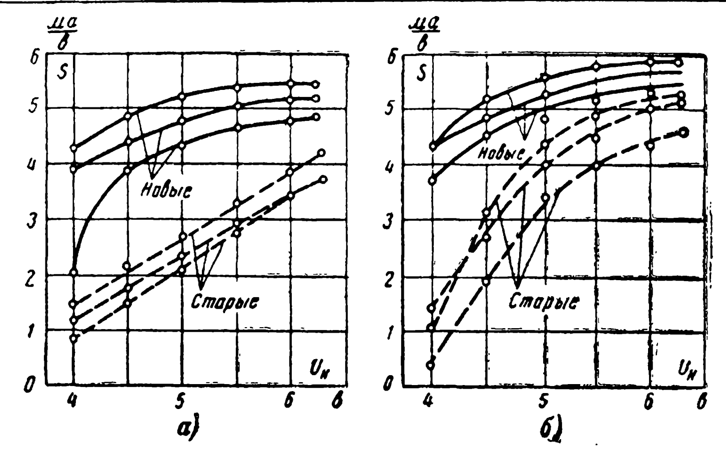


Рис. 30-21. Зависимость крутизны характеристики приемо-усилительных ламп от напряжения накала.
а — лампа 6Ж3П; *б* — лампа 6Ж1П.

циента усиления. При этом общий коэффициент усиления равен:

$$K = S_1 S_2 \ldots S_n R_{1экв} R_{2экв} \ldots R_{n\ экв},$$

где $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление контура.

Из этой формулы следует, что при одновременном уменьшении напряжения накала на всех лампах общий коэффициент усиления уменьшается даже в том случае, если все лампы хорошие. Когда же одна или несколько ламп являются старыми, то общий коэффициент усиления падает особенно резко, что позволяет зарегистрировать приближение отказа данного узла при понижении напряжения накала всего до 5,5—5,7 *в*. Правда, после этого приходится проверять каждую лампу узла (при напряжении накала 5 *в*). При этом не следует пользоваться ламповым испытателем с целью предотвратить имеющие место поломки цоколя ламп или ламповых панелей, а также сохранить при проверке условия работы данной лампы в конкретном каскаде.

Опыт показывает, что не следует слишком часто проверять лампы методом создания недоканального режима. Проверки следует совмещать с плановыми профилактическими работами, причем ЭВП обычной серии можно проверять через 75—100 *ч* работы, а ЭВП повышенной надежности — через 125—150 *ч* [Л. 12].

Метод прогнозирования путем создания недоканального режима ламп не особенно трудоемок, если проверять не каждую лампу в отдельности, а целиком блоки аппаратуры по их выходным параметрам и только в случае обнаружения недопустимых отклонений в величине выходного параметра прибегать к проверке объединенных цепей и, наконец, отдельных каскадов.

«Статистические» методы прогнозирования служат для прогнозирования главным образом *внезапных отказов* тех элементов, у которых распределение времени безотказной работы не соответствует экспоненциальному закону надежности.

Анализ статистических данных по отказам различных типов РЭА показывает, что большинство элементов, имеющих сравнительно легкий электрический и температурный режимы работы, имеет во время эксплуатации в среднем постоянное значение параметра потока отказов. «Статистическое» прогнозирование внезапных отказов этой группы элементов невозможно осуществить, так как при простейшем потоке отказов время их безотказной работы не зависит от предыстории.

Однако в аппаратуре обычно имеется небольшое число элементов, которые работают в тяжелом режиме (генераторные и модуляторные радиолампы, магнетроны, газовые разрядники, высоковольтные кенотроны, отдельные резисторы, конденсаторы и другие элементы). Эти элементы, несмотря на свою немногочисленность (их число составляет обычно не более 1—2% всех элементов), дают, тем не менее, до 25% и более всех отказов аппаратуры (иногда до 50% отказов) [Л. 12]. Оказывается, что для этой небольшой, но важной с точки зрения надежности группы элементов экспоненциальный закон надежности не применим. Для описания распределения промежутков времени между отказами в аппаратуре этих групп элементов с достаточным для практики приближением может быть применен нормальный закон.

Для каждого типа элементов по результатам эксплуатации можно определить статистически среднюю наработку до отказа, а также величину среднеквадратичного отклонения:

$$\sigma_t^* = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \left(T_i^* - T_0^*\right)^2}{n-1}},$$

где T_i^* — время работы элемента до отказа в i-м опыте;

T_0^* — статистическое значение средней наработки до отказа по результатам n опытов.

Если бы отсутствовал разброс значений времени безотказной работы, то предупредительная замена элементов должна была бы проводиться по истечении времени наработки, равному значению T_0. С учетом разброса значений T_0^* предупредительную замену данных элементов следует производить после времени наработки:

$$t_{зам} = T_0^* - k_{пр}\,\sigma_t^*,$$

где $k_{пр} = 1 \div 3$ — коэффициент прогнозирования.

В связи с небольшим количеством элементов в аппаратуре, к которым может быть применен метод статистического прогнозирования, его практическое осуществление не вызывает затруднений, особенно в отношении электронных приборов. Следует только иметь в виду, что в целом ряде случаев на практике возможности «статистического» прогнозирования ограничиваются слишком большой дисперсией результатов измерений.

«Тренировка» элементов. Одним из важнейших путей обеспечения надежности РЭА в процессе эксплуатации является «тренировка» элементов. Необходимость тренировки тех элементов, которые устанавливаются в аппаратуру взамен отказавших, вытекает из того, что интенсивность отказов элементов на первом этапе эксплуатации обычно резко повышена. Поэтому эксплуатация элементов, не прошедших соответствующей тренировки, нежелательна. Если же пользоваться при замене отказавших элементов ненатренированными элементами, то вероятность установки в аппаратуру малонадежных элементов остается, как показывает опыт, довольно высокой. Эффективность тренировки элементов возрастает при искусственном создании условий работы тренируемых элементов, близких к условиям эксплуатации РЭА .

Иногда после определенной наработки электронных приборов производят их предупредительную замену (без учета реальной надежности) новыми приборами, не прошедшими тренировки. Можно заранее сказать, что вероятность постановки плохого прибора в этом случае превосходит вероятность того, что замененный прибор окажется плохим. При этом подобная замена приборов, не связанная с анализом надежности, ничего общего не имеет с профилактическим предупреждением отказов.

Тренировка иногда нужна и для тех элементов, которые находятся в аппаратуре, имеющей длительные перерывы в работе. Так, при длительном перерыве в работе происходит «накопление» газа в вакуумном пространстве ламп за счет выделения газа из элементов внутренней конструкции (электроды, держатели и т. д.). При подаче на такие лампы высокого напряжения наблюдаются пробои и искрения, которые могут привести к преждевременному отказу.

Если в цепи ламп имеется прибор, измеряющий анодный ток, то при пробоях и искрениях наблюдаются резкие броски стрелки прибора. В этом случае необходимо произвести тренировку (жестчение) лампы. При тренировке выделяющийся газ поглощается катодом, что, вообще говоря, приводит к некоторому его «отравлению». Частые тренировки снижают надежность ламп, и поэтому длительные перерывы в работе неблагоприятно сказываются на надежности апапаратуры, особенно той, которая имеет мощные генераторные и модуляторные лампы, магнетроны, высоковольтные кенотроны.

«Тренировка» ЭВП заключается в последовательном выполнении следующих операций:

лампа в течение 5—10 *мин* (иногда и более) выдерживается при нормальном напряжении накала, когда другие питающие напряжения отключены;

подается напряжение смещения на управляющую сетку;

подается анодное напряжение величиной не более 50% от номинального и в этом режиме лампа выдерживается в течение 5—10 *мин* (если возникают пробои или искрения, то анодное напряжение необходимо уменьшить до их прекращения);

ступенями повышается анодное напряжение при длительности работы в каждом новом режиме 5—10 *мин*;

при рабочем анодном напряжении лампа работает в течение 10—15 *мин*.

Вообще включение питающих напряжений производится в следующем порядке: напряжение накала, напряжение смещения на управляющую сетку, напряжение анода, переменное напряжение управляющей сетки. Нарушение этой последовательности включения питающих напряжений ведет к преждевременным отказам ламп. Также нежелательно одновременное выключение всех питающих напряжений. Перед выключением анодного напряжения мощных ламп его сначала необходимо уменьшить на 20—30%. Кроме того, после выключения питающих напряжений на мощные генераторные, модуляторные и металлокерамические лампы должно поступать охлаждение в течение 5—10 *мин*.

30-8. РЕЗЕРВИРОВАНИЕ КАК МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ

Значительная часть электронных схем построена таким образом, что отказ одного из элементов ведет к отказу схемы в целом. Такое соединение элементов с точки зрения надежности называется *последовательным* (основным). Если все элементы в последовательном соединении работают независимо, то вероятность безотказной работы схемы из N элементов за промежуток времени t находится по формуле

$$p(t) = p_1(t)\,p_2(t)\cdots p_i(t)\cdots p_N(t) = \prod_{i=1}^{N} p_i(t). \qquad (30\text{-}81)$$

В ряде случаев электронные схемы устроены так, что отказ одного из элементов не приводит к отказу схемы в целом (например, за счет обратных связей). Говорят, что такие схемы имеют *функциональное резервирование*. Но в тех случаях, когда не

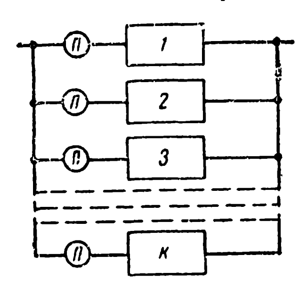


Рис. 30-22. Параллельное соединение элементов.

1 — основной элемент; 2, 3, . . ., k — резервные элементы; П — переключатель.

удается обычными методами добиться высокой надежности аппаратуры, приходится прибегать к резервированию, которое может быть осуществлено на стадии конструирования (это наиболее рационально) или в процессе эксплуатации аппаратуры путем установки двух, трех и т. д. однотипных экземпляров (такой вид резервирования обычно называется *оперативным*; экономически он не является рациональным).

Резервирование в «физическом» смысле характеризуется *параллельным* соединением элементов (узлов, блоков, экземпляров аппаратуры), в котором только отказ всех элементов приводит к отказу соединения в целом. Схема параллельного соединения (с точки зрения надежности) представлена на рис. 30-22. В данном соединении из k элементов наряду с основным элементом имеется $(k-1)$ резервных элементов. Каждый из элементов может быть с помощью переключателя П включен в работу или отключен (при отказе). Вообще, говоря, могут быть созданы резервные цепи без применения переключателей (все элементы одновременно участвуют в работе, а отказ одного или нескольких элементов не нарушает работоспособности цепи).

Если не учитывать надежности переключателей и обозначить через $q_i(t)$ вероятность отказа i-го элемента, то вероятность отказа параллельного соединения в целом составляет:

$$Q(t) = q_1(t)\,q_2(t)\cdots q_i(t)\cdots q_k(t) = \prod_{i=1}^{k}[1 - p_i(t)]. \qquad (30\text{-}82)$$

Вероятность безотказной работы параллельного соединения элементов равна:

$$P(t) = 1 - \prod_{i=1}^{k}[1 - p_i(t)]. \qquad (30\text{-}83)$$

Эта формула показывает, что с увеличением числа резервных цепей надежность соединения увеличивается.

Пример. С целью увеличения надежности элемент, обладающий вероятностью безотказной работы $p_1(t) = 0{,}9$, резервируется однотипным элементом. Определим увеличение надежности для случая $k=2$ и $k=3$.

Для случая $k=2$

$$P(t) = 1 - (1-0{,}9)(1-0{,}9) = 0{,}99;$$

для случая $k=3$

$$P(t) = 1 - (1-0{,}9)(1-0{,}9)(1-0{,}9) = 0{,}999.$$

Конечно, в реальном резервном соединении переключающие и индикаторные устройства значительно уменьшают тот выигрыш в надежности, который был получен в данном примере.

Резервирование без восстановления основной и резервных цепей

Способы резервирования по масштабу резерва. По масштабу охвата резервными цепями аппаратуры резервирование осуществляется тремя основными способами:

общее резервирование, при котором резервируется в целом аппаратура или ее часть (рис. 30-23, *а*);

раздельное резервирование, при котором аппаратура (или ее часть) резервируется по отдельным участкам, узлам, иногда даже элементам (рис. 30-23, *б*);

скользящее резервирование, при котором резервный элемент (узел), может быть включен вместо любого из элементов (узлов), которые он предназначен резервировать (элементы при этом обычно являются однотипными, равнонадежными) (рис. 30-23, *в*).

Возникает вопрос, какой из способов дает больший эффект в повышении надежности?

Пусть аппаратура состоит из N последовательно соединенных элементов и с целью повышения надежности резервируется m резервными цепями. Резервированная система не обслуживается (отказавшие цепи не ремонтируются). Отношение количества резервных цепей к числу основных называется *кратностью резервирования*. Для случаев резервирования, показанных на рис. 30-23, *а* и *б*, число резервных цепей m совпадает с кратностью резервирования. В общем случае кратность резервирования может быть и дробным числом. Например, в случае скользящего резервирования, представлен-

ного на рис. 30-23, *в*, кратность резервирования равна $^1/_3$.

Состояние, в котором находятся резервные цепи до момента их включения в работу вместо отказавшей цепи, характеризуется:

ненагруженным (холодным) резервом, когда резервные цепи находятся в нерабочем состоянии;

нагруженным (горячим) резервом, когда резервные цепи находятся наравне с основной в рабочем режиме работы;

облегченным (теплым) резервом, когда резервные цепи находятся в облегченном рабочем режиме (например, питающие напряжения включены частично) .

Сравним случаи общего и раздельного резервирования по схеме на рис. 30-23, *а, б* в случае нагруженного резерва.

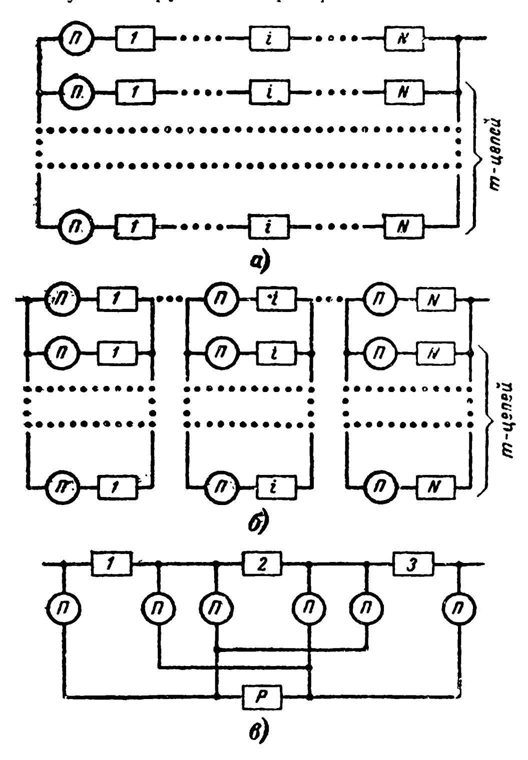


Рис. 30-23. Способы резервирования по масштабу резерва.

а — общее резервирование; *б* — раздельное резервирование; *в* — пример скользящего резервирования.

Вероятность безотказной работы при общем резервировании (резерв нагруженный) находится из условия, что отказ всей системы, включающей одну основную и m резервных цепей, произойдет после того, как независимо друг от друга откажут все $(m+1)$ параллельных цепей (переключающие устройства пока что считаем идеально надежными, обеспечивающими мгновенную замену отказавшей цепи резервной), т. е. вероятность отказа $Q_{общ}(t)$ системы равна:

$$Q_{общ}(t) = Q_1(t)\,Q_2(t)\cdots Q_j(t)\cdots Q_{m+1}(t) = \prod_{j=1}^{m+1} Q_j(t),$$

а вероятность безотказной работы $P_{общ}(t)$ системы составляет:

$$P_{общ}(t) = 1 - Q_{общ}(t) = 1 - \prod_{j=1}^{m+1} Q_j(t) = 1 - \prod_{j=1}^{m+1}\left[1 - \prod_{i=1}^{N} p_i(t)\right], \quad (30\text{-}84)$$

где $Q_j(t)$ — вероятность отказа за время t j-й резервной цепи;

$p_i(t)$ — вероятность безотказной работы за время i-го элемента цепи (основной или резервной).

Если все $(m+1)$ цепей в параллельном соединении равнонадежны, то

$$P_{общ}(t) = 1 - \left[1 - \prod_{i=1}^{N} p_i(t)\right]^{m+1}. \quad (30\text{-}85)$$

Вероятность безотказной работы при раздельном резервировании (резерв нагруженный) определяется из условия, что система состоит из N последовательно соединенных звеньев, а каждое звено из $(m+1)$ параллельно соединенных элементов, причем отказы звеньев и элементов в звене — события независимые:

$$P_{разд}(t) = \prod_{i=1}^{N} p_{iзв}(t) = \prod_{i=1}^{N}[1 - q_{iзв}(t)] = \prod_{i=1}^{N}\left[1 - \prod_{j=1}^{m+1} q_{ij}(t)\right] = \prod_{i=1}^{N}\left\{1 - \prod_{j=1}^{m+1}[1 - p_{ij}(t)]\right\}, \quad (30\text{-}86)$$

где $p_{iзв}(t)$, $q_{iзв}(t)$ — вероятность безотказной работы и отказа i-го звена соединения соответственно; $p_{ij}(t)$, $q_{ij}(t)$ — вероятность безотказной работы и отказа в i-м звене j-го элемента (основного или резервного) соответственно.

Если все $(m+1)$ элементов в звене равнонадежны, то

$$P_{разд}(t) = \prod_{i=1}^{N}\{1 - [1 - p_i(t)]^{m+1}\}. \quad (30\text{-}87)$$

Сравнение формул (30-85) и (30-87) позволяет установить, что для всех значений $p_i(t)$, N и m исключая травиальный случай, когда $p_i(t) = 0$ и $N = 1$) величины

$$P_{общ}(t) < P_{разд}(t).$$

На основании расчетов, проведенных по указанным формулам при предположении, что надежность всех элементов основной и резервной цепей одинакова и вероятность

безотказной работы элементов равна $p(t)=0{,}8$, на рис. 30-24 построены графики зависимости вероятности безотказной работы от числа N элементов в основной цепи и кратности резервирования, равной в данном случае числу m.

Пример. Аппаратура состоит из десяти элементов, каждый из которых имеет вероятность безотказной работы за время t

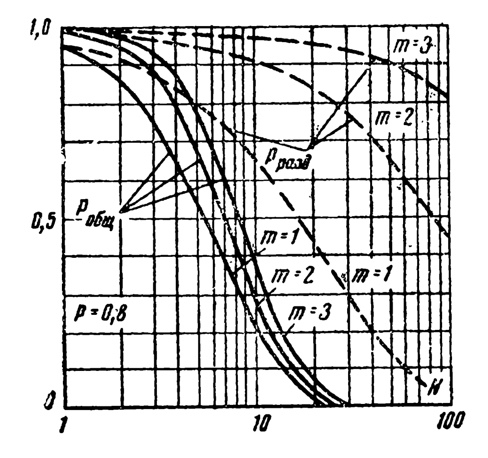


Рис. 30-24. Зависимость вероятности безотказной работы резервированной системы, состоящей из равнонадежных элементов, от числа резервных цепей (m) и количества элементов (N) в основной цепи.

$p(t)=0{,}8$. Имеются две резервные цепи. При общем резервировании $P_{общ}(t)=1-(1-0{,}8^{10})^3=0{,}27$, а при раздельном резервировании $P_{разд}(t)=[1-(1-0{,}8)^3]^{10}=0{,}92$.

Этот пример наглядно свидетельствует о значительной эффективности раздельного резервирования в сравнении с общим. Физически этот результат очевиден: при общем резервировании отказ любого из элементов рабочей цепи вызывает необходимость включения целиком резервной цепи (см. рис. 30-23, *а*), в то время как при раздельном резервировании отказ одного из элементов вызывает необходимость включения лишь одного элемента (рис. 30-23, *б*). Однако на практике указанное преимущество можно получить только в случае применения резервных цепей, не имеющих переключающих органов (резервные цепи включены постоянно, переключение осуществляется техническим персоналом или резерв включается автоматически, без применения специальных переключающих устройств), а также при надежности переключателей, значительно превышающей надежность резервных элементов. В противном случае большое число переключателей может свести на нет преимущества раздельного резервирования.

Если не учитывать надежности переключателей, то большой выигрыш в надежности дает и скользящее резервирование. Но если замену отказавшего элемента резервным осуществляет не технический персонал, а автоматическое устройство, то число соединений и переключателей при скользящем резерве получается столь большим (каждый рабочий элемент должен быть соединен с каждым резервным), что на практике далеко не всегда удается получить ожидаемый выигрыш.

Рассмотрим блок-схему резервирования, когда резерв включен не постоянно, а с помощью переключающих устройств (резервирование замещением). В общем случае переключающее устройство состоит из индикатора отказа, позволяющего определить момент наступления отказа; управляющего устройства, преобразующего и усиливающего сигналы индикатора отказа и дающего команду в исполнительное устройство, которое производит включение или отключение резервной цепи (рис. 30-25). Схема включения резерва упрощается, если функции индикаторов отказа и управляющих устройств выполняет оператор.

Поскольку отказ переключающего устройства приводит к невозможности использования резервной цепи, то переключающее устройство при расчете надежности рассматривается в виде последовательного соединения с основной или резервной цепью. В простейших расчетах предполагается, что переключающее устройство не дает сигнала «ложной тревоги». В более подробных расчетах рассматриваются все виды отказов

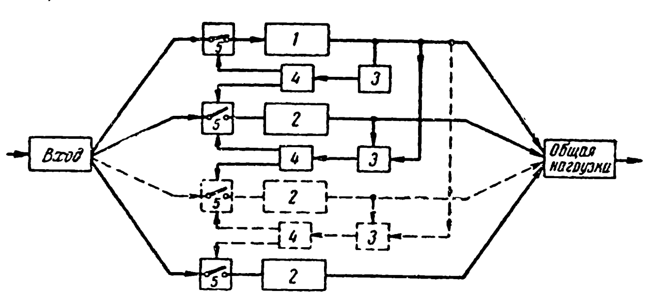


Рис. 30-25. Возможный вариант схемы резервирования при наличии переключающих устройств.

1 — основной элемент; *2* — резервные элементы; *3* — индикаторы отказа; *4* — управляющие устройства; *5* — исполнительные устройства.

переключающего устройства, которые могут привести его в неработоспособное состояние (в том числе в состояние выработки сигналов «ложной тревоги») [Л. 6]. Если известна вероятность $p_п(t)$ безотказной работы за время t переключающих устройств, которые обычно равнонадежны, то в случае общего резервирования вероятность безотказной работы с учетом надежности переключателей

при ориентировочных расчетах находится по формуле

$$P_{общ}(t) = 1 - \left[1 - p_п(t) \prod_{i=1}^{N} p_i(t)\right]^{m+1}, \quad (30\text{-}88)$$

а в случае раздельного резервирования:

$$P_{разд}(t) = \prod_{i=1}^{N} \{1 - [1 - p_{пi}(t)\, p_i(t)]^{m+1}\}. \quad (30\text{-}89)$$

Выигрыш в надежности обычно определяется отношением количественных показателей резервированной и нерезервированной систем [Л. 18]:

$$G_{p(t)} = \frac{P_{рез}(t)}{p_0(t)};\ G_{T_0} = \frac{T_{0рез}}{T_0},$$

где $G_{p(t)}$ и G_{T_0} — выигрыш по вероятности безотказной работы и средней наработке до отказа соответственно; $P_{рез}(t)$ и $p_0(t)$ — вероятность безотказной работы за время t резервированной и нерезервированной систем соответственно; $T_{0рез}$ и T_0 — средняя наработка до отказа резервированной и нерезервированной систем соответственно.

Пример. Аппаратура, состоящая из трех равнонадежных блоков, каждый из которых обладает значением $p(t)=0{,}8$, резервируется при кратности резервирования $m=1$. Требуется определить выигрыш в надежности при общем и раздельном резервировании аппаратуры (резерв нагруженный), если переключающие устройства имеют значение $p_п(t) = 0{,}9$. Как изменится выигрыш в надежности, если значение $p_п(t)$ оставляет 1,0 и 0,7?

Решение 1. По формулам (30-88) и (30-89) найдем:

$$P_{общ}(t) = 1 - [1 - 0{,}9 \cdot 0{,}8^3]^2 \approx 0{,}71;$$

$$P_{разд}(t) = [1 - (1 - 0{,}9 \cdot 0{,}8)^2]^3 \approx 0{,}78.$$

Нерезервированная аппаратура имеет:

$$p_0(t) = \prod_{i=1}^{3} p_i(t) = 0{,}8^3 \approx 0{,}51.$$

Выигрыш, полученный в результате общего резервирования, составляет:

$$G_{p(t)} = \frac{0{,}71}{0{,}51} \approx 1{,}40,$$

а выигрыш при раздельном резервировании

$$G_{p(t)} = \frac{0{,}78}{0{,}51} \approx 1{,}53.$$

Таким образом, выигрыш по отношению вероятностей безотказной работы при раздельном резервировании более чем на 9% выше, чем в случае общего резервирования.

2. Если считать, что переключатели абсолютно надежны [$p_п(t) = 1{,}0$], то $P_{общ}(t) = 0{,}75$; $P_{разд}(t) = 0{,}87$.

Выигрыш в этом случае составляет для случая общего резервирования

$$G_{p(t)} = \frac{0{,}75}{0{,}51} = 1{,}47;$$

для случая раздельного резервирования

$$G_{p(t)} = \frac{0{,}87}{0{,}51} = 1{,}70.$$

При отсутствии переключателей или их абсолютной надежности выигрыш в случае раздельного резервирования примерно на 16% выше, чем при общем резервировании.

3. Если вероятность безотказной работы переключателей за время t составляет $p_п(t) = 0{,}7$, т. е. надежность переключателей ниже, чем надежность блоков аппаратуры, то по формулам (30-88) и (30-89) получим:

$$P_{общ}(t) = 0{,}59;\ P_{разд}(t) = 0{,}53.$$

Таким образом, при надежности переключающих устройств, более низкой чем резервируемые цепи, раздельное резервирование оказывается в данном случае менее эффективным, чем общее.

Выигрыш по средней наработке до отказа, как показано в [Л. 18], является менее удобным для сравнения показателей. Вообще указанными показателями следует пользоваться осторожно, применяя их только в том случае, когда сравниваются различные способы резервирования для одной и той же аппаратуры (как и было сделано в только что приведенном примере). Не следует пользоваться показателями $G_{p(t)}$ и G_{T0} для сравнения случаев резервирования различных типов аппаратуры.

Нахождение средней наработки до отказа резервированной аппаратуры. Для нахождения средней наработки до отказа резервированной аппаратуры необходимо вначале определить значение $P_{рез}(t)$, а затем найти:

$$T_{0\,рез} = \int_0^\infty P_{рез}(t)\, dt. \quad (30\text{-}90)$$

Расчеты получаются сравнительно несложными, если поток отказов элементов в основной и резервной цепях считается простейшим. Приведем примеры нахождения $T_{0рез}$ для случаев общего и раздельного резервирования.

Случай общего резервирования (резерв нагруженный, основная и резервная цепи равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). Здесь и дальше будем считать, что отсутствие переключателей эквивалентно постоянному включению резерва. По формуле (30-85) находим:

$$P_{общ} = 1 - \left(1 - e^{-\sum_{i=1}^{N} \lambda_i t}\right)^{m+1}, \quad (30\text{-}91)$$

где λ_i — интенсивность отказов i-го элемента основной (резервной) цепи.

С помощью формулы (30-90) получим $\left(\text{обозначим } \sum_{i=1}^{N} \lambda_i = \lambda_0\right)$:

$$T_{\text{орез}} = \int_0^\infty \left[1 - (1 - e^{-\lambda_0 t})^{m+1}\right] dt.$$

При подстановке $1 - e^{-\lambda_0 t} = y$ данная формула принимает вид:

$$T_{\text{орез}} = \frac{1}{\lambda_0} \int_0^1 \frac{1 - y^{m+1}}{1 - y} dy =$$

$$= \frac{1}{\lambda_0} \int_0^1 (1 + y + y^2 + \dots + y^m)\, dy =$$

$$= \frac{1}{\lambda_0} \sum_{i=0}^{m} \frac{1}{i+1} y^{i+1} \Big|_0^1. \qquad (30\text{-}92)$$

Подставляя пределы интегрирования, находим окончательную расчетную формулу:

$$T_{\text{орез}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N} \lambda_i} \sum_{i=0}^{m} \frac{1}{i+1} =$$

$$= T_0 \sum_{i=0}^{m} \frac{1}{i+1}, \qquad (30\text{-}93)$$

где T_0 — средняя наработка до отказа основной (резервной) цепи.

Из формулы (30-93) нетрудно усмотреть, что увеличение кратности резервирования каждый раз вносит все меньший «вклад» в общее повышение надежности. Это иллюстрируется примером, представленным в виде графика на рис. 30-26. Замедление роста надежности в данном случае объясняется тем, что при нагруженном резерве резервные цепи расходуют свой ресурс постоянно, вместе с ресурсом основной цепи, и чем позже включается резервная цепь, т. е. чем больше кратность резервирования, тем большую часть своего ресурса она вырабатывает «вхолостую». В этом, кстати, состоит один из основных недостатков нагруженного резерва.

Случай общего резервирования (резерв ненагруженный; основная и резервная цепи равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). Вероятность безотказной работы определяется по ранее полученной формуле (30-54). С учетом введенных здесь обозначений имеем:

$$P_{\text{рез}}(t) = e^{-\frac{t}{T_0}} \sum_{i=1}^{m+1} \frac{1}{(i-1)!} \left(\frac{t}{T_0}\right)^{i-1}, \qquad (30\text{-}94)$$

поскольку $T_0 = T_{0\text{г}}$ (средняя наработка до отказа элемента или узла).

Найдем величину $T_{\text{орез}}$ для данного случая:

$$T_{\text{орез}} = \int_0^\infty e^{-\frac{t}{T_0}} \sum_{i=1}^{m+1} \frac{1}{(i-1)!} \left(\frac{t}{T_0}\right)^{i-1} =$$

$$= \sum_{i=1}^{m+1} \frac{1}{(i-1)!\, T_0^{i-1}} \int_0^\infty t^{i-1} e^{-\frac{t}{T_0}} dt,$$

где $\int_0^\infty t^{i-1} e^{-\frac{t}{T_0}} dt = T_0^i \Gamma(i)$ — эйлеров интеграл второго рода;

$\Gamma(i) = (i-1)!$ — гамма-функция.

С учетом свойств гамма-функции получим:

$$T_{\text{орез}} = (m+1) T_0. \qquad (30\text{-}95)$$

Физически этот результат очевиден: до отказа работающей цепи резервные сохраняют свой ресурс полностью и начинают его расходовать только при включении в работу взамен отказавшей цепи.

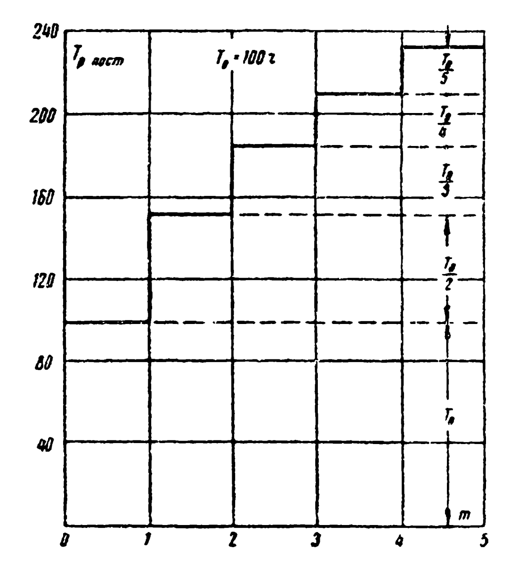


Рис. 30-26. График зависимости средней наработки до отказа аппаратуры от кратности резервирования при общем резервировании.

Следует заметить, что ненагруженный резерв практически реализовать почти никогда не удается, так как значительная часть РЭА подвергается механическим нагрузкам (автомобильная, корабельная, самолетная, ракетная аппаратура) или неблагоприятному воздействию других внешних факторов (влажность, повышенные температуры, проникающая радиация и др.). Эти факторы даже при отсутствии электрической нагрузки приводят к более или менее быст-

рому старению элементов, т. е. к расходованию ресурса. Поэтому во многих случаях даже при электрически ненагруженном резерве целесообразно оценивать надежность резервированной аппаратуры по формулам облегченного резерва.

Случай общего резервирования (резерв облегченный, основная и резервная цепи равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). Математическое обоснование этого случая наиболее сложно. Обычно окончательные соотношения находят путем последовательного определения частных решений для кратности резервирования $m=2$ и $m=3$.

Рассмотрим работу двух параллельных цепей (дублирование) *А* и *Б* при условии, что до момента отказа основной цепи *А* резервная цепь *Б* находится в облегченном резерве, т. е. интенсивность отказов $\lambda_A > \lambda_Б$ (до момента включения в работу цепи *Б*). Конечно, цепь *Б* может отказать, находясь в резервном состоянии, но вероятность этого события по сравнению с вероятностью отказа цепи *А* меньше. Полагаем, что время безотказной работы обеих цепей распределено по экспоненциальному закону. Найдем вероятность безотказной работы данной системы за время t, возможные состояния которой нетрудно пересчитать:

H_0 — цепи *А* и *Б* в интервале времени $(0, t)$ работают безотказно;

H_1 — цепь *А* отказывает в произвольный момент времени $\tau<t$, а цепь *Б*, работающая безотказно в интервале $(0, t)$, включается в момент τ под полную нагрузку;

H_2 — цепь *А* в интервале $(0, t)$ работает безотказно, а цепь *Б* в момент $\tau<t$ отказывает;

H_3 — цепь *А* отказывает в момент $\tau<t$, а цепь *Б* отказывает еще раньше;

H_4 — цепь *А* отказывает в момент $\tau<t$, а цепь *Б* отказывает в произвольный момент $\tau<t_1<t$.

Поскольку рассматриваемый случай является частным, а применяемый математический аппарат используется при решении многих задач теории надежности, проиллюстрируем здесь его применение. Гипотезы H_0, H_1 и H_2 являются благоприятными; они и определяют вероятность безотказной работы дублированной системы за время t:

$$P_{дубл}(t) = p(H_0) + p(H_1) + p(H_2). \quad (30\text{-}96)$$

Вероятность $p(H_0)$ для условий данной задачи определяется из очевидных соображений:

$$p\left(H_0\right) = p_А(t)\, p_Б(t) = e^{-(\lambda_А+\lambda_Б)t}, \quad (30\text{-}97)$$

где $p_А(t)$ и $p_Б(t)$ — вероятность безотказной работы цепей *А* и *Б* за время t соответственно.

Если цепи *А* и *Б* равнонадежны, то $\lambda_Б = k_р\lambda_А$,

где $k_р$ — коэффициент расходования ресурса (при ненагруженном режиме $k_р=0$, при нагруженном $k_р=1$, при облегченном $0<k_р<1$).

Вероятности других гипотез находятся с помощью формулы полной вероятности (см. т. 1, § 1-17). Для определения вероятности $p(H_1)$ рассмотрим промежуток времени $(\tau, \tau+d\tau)$, в котором вероятность отказа цепи *А* равна:

$$f_А(\tau)d\tau,$$

где $f_А(\tau)$ — плотность распределения времени безотказной работы цепи *А*.

Вероятность события, заключающегося в том, что система проработает безотказно в течение времени t, если в момент τ произошел отказ цепи *А*, составляет:

$$f_А(\tau)\, d\tau p_Б(t-\tau/\tau), \quad (30\text{-}98)$$

где $p_Б(t-\tau/\tau)$ — условная вероятность того, что цепь *Б* проработает безотказно в течение времени $(t-\tau)$, если она не отказала за время τ.

Но отказ цепи *А* может произойти в любой момент в промежутке времени $(0, t)$. Поэтому вероятность $p(H_1)$ находится суммированием (30-98) по всем элементарным промежуткам (по формуле полной вероятности):

$$p\left(H_1\right) = \int_0^t f_А(\tau)\, p_Б(t-\tau/\tau)\, d\tau. \quad (30\text{-}99)$$

Для простейшего потока отказов (без последействия)

$$p_Б(t-\tau/\tau) = p_Б(\tau)\, p_Б(t-\tau) = e^{-\lambda_Б\tau}\, e^{-\lambda'_Б(t-\tau)}, \quad (30\text{-}100)$$

где $\lambda'_Б$ — интенсивность отказов цепи *Б* в полном рабочем режиме.

Таким образом, для вероятности $p(H_1)$ получаем расчетную формулу:

$$p\left(H_1\right) = \int \lambda_А e^{-\lambda_А\tau} e^{-\lambda_Б\tau} e^{-\lambda'_Б(t-\tau)} dt = \frac{\lambda_А}{\lambda_А+\lambda_Б-\lambda'_Б}\left(e^{-\lambda'_Б t} - e^{-(\lambda_А+\lambda_Б)t}\right). \quad (30\text{-}101)$$

С помощью аналогичных рассуждений найдем:

$$p\left(H_2\right) = \int_0^t f_Б(\tau)\, p_А(t-\tau/\tau)\, d\tau = \int_0^t \lambda_Б e^{-\lambda_Б\tau} e^{-\lambda_А t} d\tau = e^{-\lambda_А t} \times \left(1 - e^{-\lambda_Б t}\right). \quad (30\text{-}102)$$

Формула (30-96) окончательно имеет вид:

$$P_{\text{дубл}}(t)=e^{-\left(\lambda_А+\lambda_Б\right)t}+\frac{\lambda_А}{\lambda_А+\lambda_Б-\lambda'_Б}\left(e^{-\lambda'_Б t}-e^{-\left(\lambda_А+\lambda_Б\right)t}\right)+e^{-\lambda_А t}\left(1-e^{-\lambda_Б t}\right). \quad (30\text{-}103)$$

Интегрируя правую часть уравнения (30—103) в пределах $(0, \infty)$, получаем среднюю наработку до отказа дублированной системы:

$$T_{0\text{дубл}}=\frac{1}{\lambda_А+\lambda_Б}+\frac{\lambda_А}{\lambda'_Б\left(\lambda_А+\lambda_Б\right)}+\frac{\lambda_Б}{\lambda_A\left(\lambda_А+\lambda_Б\right)}. \quad (30\text{-}104)$$

Формулы (30-103) и (30-104) являются общими, позволяющими для наиболее распространенного случая резервирования — дублирования ($m=1$) — определить вероятность безотказной работы и среднюю наработку до отказа системы при любом способе включения резерва. Для ненагруженного резерва $\lambda_Б=0$ и при равнонадежных цепях $\lambda_А=\lambda'_Б=\lambda_0=1/T_0$; для нагруженного резерва и при равнонадежных цепях $\lambda_А=\lambda_Б=\lambda'_Б=\lambda_0=1/T_0$.

С целью получить расчетные формулы для m-кратного резервирования по изложенной методике находят $P_{\text{рез}}(t)$ и $T_{0\text{рез}}$ для случая $m=2$, после чего становится ясным рекуррентный характер соотношений. В результате для случая m-кратного резервирования равнонадежных цепей можно найти:

$$P_{\text{рез}}(t)=e^{-\lambda_0 t}\left[1+\sum_{i=1}^{m}\frac{a_i}{i!}\times\left(1-e^{-\lambda_1 t}\right)^i\right], \quad (30\text{-}105)$$

где λ_0 и λ_1 — интенсивность отказов цепей в рабочем и облегченном режимах соответственно;

$$a_i=\prod_{j=0}^{i-1}\left(j+\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right).$$

Интегрируя (30-105), можно получить формулу для нахождения средней наработки до отказа резервированной системы с облегченным резервом:

$$T_{0\text{рез}}=\frac{1}{\lambda_0}\sum_{i=0}^{m}\frac{1}{1+ik_р}, \quad (30\text{-}106)$$

где $k_р=\lambda_1/\lambda_0$ — коэффициент расходования ресурса.

Пример. Требуется найти среднюю наработку до отказа резервированной системы с облегченным резервом при $m=2$, средней наработке до отказа основной цепи $T_0=1/\lambda_0=100$ *ч* и величине $k_р=0{,}25$. Сравнить полученное значение с соответствующими значениями $T_{0\text{рез}}$, полученными для случаев нагруженного и ненагруженного резервов.

Решение. По формуле (30-106) определяем для облегченного резерва

$$T_{0\,\text{рез}}^{\text{обл}}=100\left(1+\frac{1}{1+1\cdot 0{,}25}+\frac{1}{1+2\cdot 0{,}25}\right)=246\,ч.$$

По формуле (30-93) найдем среднюю наработку до отказа резервированной системы с нагруженным резервом:

$$T_{0\text{рез}}^{\text{нагр}}=100\left(1+\frac{1}{2}+\frac{1}{3}\right)=183\,ч.$$

Этот же результат можно получить по формуле (30-106), положив $k_р=1$. По формуле (30-95) находим среднюю наработку до отказа при ненагруженном резерве:

$$T_{0\text{рез}}^{\text{ненагр}}=(2+1)\cdot 100=300\ ч.$$

Очевидно, уменьшая величину коэффициента $k_р$, можно повысить эффективность облегченного резерва. Но практически это не всегда удается. Даже ненагруженный в электрическом отношении резерв имеет часто значение $k_р=0{,}1\div 0{,}2$, а при систематических ударно-вибрационных нагрузках еще больше.

Случай общего резервирования (резерв ненагруженный, учитывается ненадежность переключателей, в том числе ложные срабатывания; основная и резервная цепи равнонадежны). Считаем, что, во-первых, переключающие устройства могут отказать в любой момент времени, а, во-вторых, в произвольный момент времени переключатель может сработать и переключить работу с одной резервной цепи на другую, когда в этом нет необходимости. Кроме того, как и раньше, предполагаем, что поток отказов в системе является простейшим. Интенсивность отказов переключателей обозначим через $\lambda_п$, интенсивность ложных срабатываний через $\lambda_л$, вероятность отказа переключателя в момент переключения через $q_п$. С учетом сформулированных условий составляется матрица вероятностей гипотез подобно тому, как это было сделано при выводе формулы (30-103), и выведенные при этом уравнения позволяют получить формулу [Л. 6]:

$$T_{0\text{рез}}=\left(1+\frac{\lambda_п}{\lambda_0}\right)\frac{1-\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^{m+1}}{\lambda_1-\lambda_2}, \quad (30\text{-}107)$$

где $\lambda_1=\lambda_0+\lambda_п+\lambda_л$; $\lambda_2=(\lambda_0+\lambda_л)(1-q_п)$; m — кратность резервирования.

Пример. Для резервированной аппаратуры, находящейся в ненагруженном резерве, при $m=2$, средней наработке до отказа основной (резервной) цепи $T_0=1/\lambda_0=100$ *ч*, интенсивности отказов переключателей $\lambda_п=0{,}2\lambda_0$, интенсивности ложных срабатываний $\lambda_л=0{,}1\lambda_0$ и вероятности отказа переключателя в момент срабатывания $q_п=0{,}01$ найдем значение $T_{срез}$.

Решение. Определим значения λ_1 и λ_2:

$$\lambda_1 = 0{,}01 + 0{,}002 + 0{,}001 = 0{,}013 \text{ отказ/ч};$$

$$\lambda_2 = (0{,}01 + 0{,}001)(1 - 0{,}01) \approx \approx 0{,}011 \text{ отказ/ч}.$$

Подставим полученные значения в формулу (30-107):

$$T_{орез} = \left(1 + \frac{0{,}002}{0{,}01}\right)\frac{1 - \left(\frac{0{,}011}{0{,}013}\right)^3}{0{,}013 - 0{,}01} = 240 \text{ ч}.$$

Таким образом, если без учета надежности переключателей ненагруженный резерв в данном случае дает $T_{орез}=300$ *ч*, то переключающие устройства удовлетворительной надежности (по условиям примера) существенно ослабляют выигрыш в надежности.

Случай раздельного резервирования (резерв нагруженный, основная и резервная цепи равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). Интегрируя формулу (30-87) в пределах (0, ∞) и произведя некоторые преобразования, можно получить [Л. 18]:

$$T_{орез} = \frac{(N-1)!}{\lambda(m+1)} \times \sum_{i=0}^{m} \frac{1}{\nu_i(\nu_i+1)(\nu_i+2)\cdots(\nu_i+N-1)}, \quad (30\text{-}108)$$

где N — число элементов в основной цепи;

$$\nu_i = \frac{i+1}{m+1};$$

$\lambda = \dfrac{\sum_{i=1}^{N}\lambda_i}{N}$ — средневзвешенное значение интенсивности отказов элементов (формула более точна при условии равнонадежности всех элементов).

Случай раздельного резервирования (резерв ненагруженный, основная и резервная цепи равнонадежны; переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). Вероятность безотказной работы системы за время t составляет:

$$P_{рез}(t) = e^{-\lambda_0 t}\left[\sum_{i=0}^{m}\frac{(\lambda t)^i}{i!}\right]^N, \quad (30\text{-}109)$$

где λ_0 — интенсивность отказов основной цепи;

$\lambda = \sum_{i=1}^{N}\lambda_i/N$ — средневзвешенное значение интенсивности отказов элементов.

Общую формулу для значения $T_{орез}$ в данном случае записать затруднительно. Обычно ограничиваются двумя наиболее важными в практическом отношении случаями, когда кратность резервирования $m=1$ (дублирование) и $m=2$ («троирование»). Резервирование с большей кратностью применяется в радиоэлектронике редко.

В случае дублирования

$$T_{0\,дубл} = \frac{1}{\lambda_0}\sum_{i=0}^{N} C_N^i \frac{i!}{N^i}, \quad (30\text{-}110)$$

где $C_N^i = N!/(N-1)!i!$ — число сочетаний из N по i.

В случае «троирования»

$$T_{отр} = \frac{1}{\lambda_0}\sum_{i=0}^{N}\frac{C_N^i}{2^i}\sum_{j=0}^{N-1} \times C_{N-1}^j\frac{2(i+j)!}{N^{2i+j}}. \quad (30\text{-}111)$$

Случай скользящего резервирования (резерв нагруженный, основные и резервные элементы равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). Пусть имеется в аппаратуре N последовательно соединенных элементов, которые резервируются m элементами (любой из резервных элементов может работать вместо отказавшего основного). Потоки отказов основных и резервных элементов простейшие.

В этом случае вероятность безотказной работы за время t равна [Л. 6]:

$$P_{рез}(t) = \sum_{i=N}^{N+m} C_{N+m}^i e^{-i\lambda t} \times \left(1 - e^{-\lambda t}\right)^{N+m-i}, \quad (30\text{-}112)$$

где λ — интенсивность отказов основных и резервных элементов.

Средняя наработка до отказа системы составляет:

$$T_{орез} = \sum_{i=N}^{N+m}\frac{1}{i\lambda}. \quad (30\text{-}113)$$

Пример. Аппаратура состоит из пяти равнонадежных блоков и резервируется двумя блоками, причем каждый из резервных

блоков может заменить любой из основных путем автоматически осуществляемой перестройки. Интенсивность отказов основных и резервных блоков $\lambda=0{,}01$ 1/ч. Найдем среднюю наработку системы до отказа.

Решение. По формуле (30-111) получаем:

$$T_{\text{орез}}=\frac{1}{5\cdot 0{,}01}+\frac{1}{6\cdot 0{,}01}+\frac{1}{7\cdot 0{,}01}=51\ ч.$$

Для сравнения укажем, что средняя наработка до отказа нерезервированной аппаратуры составляет при условии примера всего 20 ч, т. е. скользящее резервирование в данном случае в 2,5 раза дает выигрыш в надежности (по среднему времени до отказа).

Случай скользящего резервирования (резерв ненагруженный, основные и резервные элементы равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). В случае простейшего потока отказов элементов (число основных N и резервных m) вероятность безотказной работы системы за время t будет равна:

$$P_{\text{рез}}(t)=\sum_{i=0}^{m}\frac{(N\lambda t)^{i}}{i!}e^{-N\lambda t}. \quad (30\text{-}114)$$

Средняя наработка до отказа составляет:

$$T_{\text{орез}}=\frac{m+1}{N\lambda}. \quad (30\text{-}115)$$

Пример. При условиях предыдущего примера ($m=2$, $N=5$, $\lambda=0{,}01$ 1/ч) найти величину $T_{\text{орез}}$.

По формуле (30-115) получаем:

$$T_{\text{орез}}=\frac{2+1}{5\cdot 0{,}01}=60\ ч.$$

Вообще говоря, выигрыш за счет отсутствия нагрузки на резервных элементах получился небольшой, что объясняется малым числом резервных цепей, и, следовательно, небольшим временем нахождения их в резерве.

Случай скользящего резервирования (резерв облегченный, основные и резервные элементы равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). В случае простейшего потока отказов элементов имеем [Л. 13]:

$$P_{\text{рез}}(t)=\frac{\prod_{i=0}^{m}(N+ik_{\text{р}})}{k_{\text{р}}^{m}\,m!}\times$$

$$\times\sum_{i=0}^{m}\frac{(-1)^{i}C_{m}^{i}}{N+ik_{\text{р}}}e^{-(N+ik_{\text{р}})\lambda t}; \quad (30\text{-}116)$$

$$T_{\text{орез}}=\frac{1}{\lambda}\sum_{i=0}^{m}\frac{1}{N+ik_{\text{р}}}, \quad (30\text{-}117)$$

где $k_{\text{р}}$ — коэффициент расходования ресурса [см. формулу (30-106)],

λ — интенсивность отказов элементов.

Пример. Для значений $m=2$, $N=5$, $\lambda=0{,}01$ 1/ч и $k_{\text{р}}=0{,}25$ найти величину $T_{\text{орез}}$.

По формуле (30-117) получаем:

$$T_{\text{орез}}=\frac{1}{0{,}01}\left(\frac{1}{5}+\frac{1}{5+1\cdot 0{,}25}+\frac{1}{5+2\cdot 0{,}25}\right)=57\ ч.$$

Таким образом, по сравнению со случаем ненагруженного резерва уменьшение надежности при значении $k_{\text{р}}=0{,}25$ получается небольшим. Следовательно, в данном случае применение облегченного резерва целесообразно, если он позволяет получить преимущества по сравнению с ненагруженным резервом (например, быстродействие).

Влияние времени работы на эффективность резервирования. При оценке надежности РЭА, имеющей резервные цепи, но необслуживаемой в процессе применения (основные и резервные цепи после отказа не восстанавливаются), важно учитывать продолжительность непрерывной работы аппаратуры, поскольку увеличение времени работы резервированной системы приводит к относительному снижению эффективности резервирования.

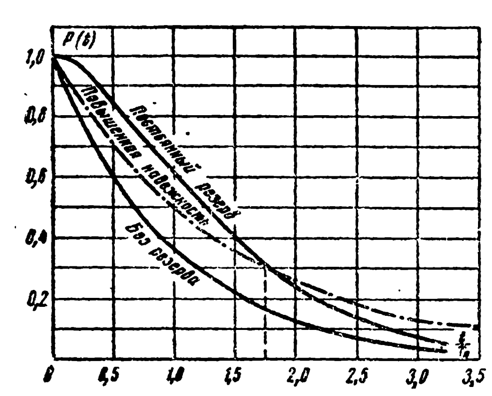


Рис. 30-27. Сравнение резервированной и нерезервированной аппаратуры при длительной непрерывной работе.

На рис. 30-27 представлены кривые зависимости надежности от времени непрерывной работы для трех случаев: аппаратура не имеет резерва; аппаратура дублирована при постоянном включении нагруженного резерва; аппаратура не имеет резерва, но спроектирована на уровне, когда значения средней наработки до отказа этой аппаратуры и дублированной одинаковы

($T_{0\,пов}=T_{0\,дубл}$). Кривые построены для случая простейшего потока отказов.

Рассмотрение кривых показывает, что при увеличении времени непрерывной работы значения вероятности безотказной работы в первых двух случаях при времени непрерывной работы $t>4T_0$ (T_0 — средняя наработка до отказа нерезервированной аппаратуры) оказываются настолько близкими, что практически уже не следует говорить о выигрыше в надежности (хотя, если не учитывать надежность переключателей, то количественно выигрыш по вероятности безотказной работы как раз растет при увеличении времени непрерывной работы). Поэтому при расчете надежности необслуживаемой аппаратуры длительного использования (например, аппаратура спутников Земли, некоторых радиорелейных линий связи и др.) следует рассматривать наряду с резервированием другие методы повышения надежности. Так, из графика на рис. 30-27 следует, что если, применив, например, высоконадежные элементы, изготовить нерезервированную аппаратуру с повышенной надежностью так, чтобы ее средняя наработка до отказа в 1,5 раза превзошла среднюю наработку до отказа обычной нерезервированной аппаратуры, то при длительной работе подобная аппартура может оказаться более эффективной, чем дублированная (см. пунктирную кривую).

Резервирование при восстановлении основной и резервных цепей

Надежность резервированной аппаратуры, которая в процессе эксплуатации подвергается профилактическим мероприятиям и отказавшие узлы аппаратуры восстанавливаются, может быть повышена по сравнению с надежностью необслуживаемой резервированной аппаратуры. При этом восстановление может осуществляться путем ремонта или замены отказавших цепей. Следует оговориться, что когда речь идет о восстановлении путем замены, то подобное восстановление иногда возможно и в случае необслуживаемой аппаратуры, например: при отказе ретрансляционного устройства ИСЗ, предназначенного для связи, это устройство может быть «восстановлено» путем запуска нового подобного ИСЗ.

В результате ремонта (замены) отказавших цепей часто удается восстановить основную или резервную цепи до того, как произойдет отказ всех цепей. Поэтому резерв с восстановлением приводит к значительному повышению надежности по сравнению с надежностью невосстанавливаемой резервированной аппаратуры.

При решении задач резервирования с восстановлением широко используются методы теории массового обслуживания [Л. 23]. С целью иллюстрации применения данных методов рассмотрим один из случаев резервирования с восстановлением, поскольку из-за разнообразия задач, выдвигаемых практикой, очень часто не удается воспользоваться готовыми формулами, а в каждом конкретном случае приходится решать задачи заново.

Дублирование при нагруженном резерве (основная и резервная цепи после отказа восстанавливаются). Имеется резервированная система, состоящая из элементов А и Б

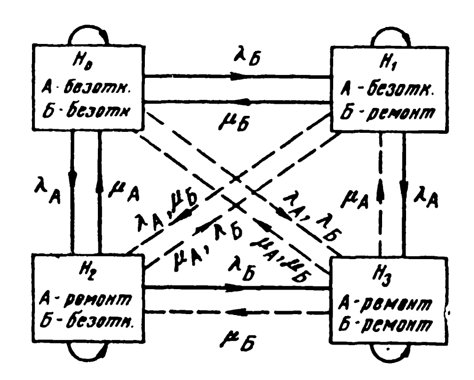


Рис. 30-28. Схема состояний обслуживаемой дублированной системы в случае нагруженного резерва.

(элемент как обобщающее понятие может быть узлом, блоком, экземпляром аппаратуры), находящихся под рабочей нагрузкой. Предположим, что переключатели отсутствуют или абсолютно надежны, а потоки отказов и восстановлений элементов являются простейшими, т. е. время безотказной работы и восстановления распределено по экспоненциальному закону. Параметры потока отказов элементов составляют $\Lambda_А$ и $\Lambda_Б$, параметры потока восстановлений — соответственно $M_А$ и $M_Б$. Поскольку потоки отказов и восстановлений простейшие, то $\Lambda_А=\lambda_А$; $\Lambda_Б=\lambda_Б$; $M_А=\mu_А$; $M_Б=\mu_Б$ [см. формулы (30-20) и (30-39)].

При простейшем потоке отказов и восстановлений весь случайный процесс работы и восстановления рассматриваемой резервированной системы является процессом без последействия, т. е. марковским случайным процессом. На рис. 30-28 графически представлена схема состояний (гипотез), в которых может находиться резервированная система. Линиями со стрелками показаны направления возможных переходов из одного состояния в другое. Сплошные линии соответствуют реальным переходам, при которых состояние системы является в большинстве случаев благоприятным, определяет безотказную работу системы (но возможен переход и к неисправному состоянию). Каждый переход осуществляется с соответствующей интенсивностью отказов или восстановлений. Пунктирные линии указывают на возможные переходы, которые, однако, маловероятны или неблагоприятны. Поскольку вероятности соответствующих переходов определяются для небольших промежутков времени, то маловероятно, напри-

мер, ожидать, что одновременно откажут оба элемента (переход от H_0 к H_3) или оба одновременно будут восстановлены (переход от H_3 к H_0) — потоки отказов и восстановлений ординарны. Неблагоприятную ситуацию вызывает переход из состояния H_1 в H_2 (или наоборот), когда элемент А может отказать, а элемент Б быть восстановленным. Действительно, в этом случае следует ожидать перерыва в безотказной работе системы (элемент А уже отказал, а элемент Б к этому моменту еще не восстановлен). Линии, замыкающиеся в одном состоянии, указывают на возможность сохранения в течение некоторого промежутка времени данного состояния.

Вероятность безотказной работы данной системы за время t равна сумме вероятностей благоприятных событий (в соответствии со схемой на рис. 30-28):

$$P_{рез}(t) = p_0(t) + p_1(t) + p_2(t), \qquad (30\text{-}118)$$

где $p_0(t)$ — вероятность того, что элементы А и Б работают безотказно (событие H_0);

$p_1(t)$ — вероятность того, что элемент А работает безотказно, а элемент Б находится в ремонте (событие H_1);

$p_2(t)$ — вероятность того, что элемент Б работает безотказно, а элемент А ремонтируется (событие H_2).

Для нахождения этих вероятностей необходимо проанализировать работу системы с учетом ее обслуживания. Так, для нахождения вероятности события H_0 найдем вероятность $p_0(t+\Delta t)$ того, что в течение промежутка t, $t+\Delta t$ элементы А и Б работают безотказно. Это может произойти при тех несовместимых ситуациях (способах):

1) в произвольный момент времени t оба элемента работали безотказно, а за малый промежуток Δt, примыкающий к t, ни один из них не отказал;

2) в момент времени t элемент А работал безотказно, элемент Б ремонтировался; за промежуток Δt элемент А не отказал, а элемент Б был восстановлен (произошел переход из H_1 в H_0);

3) в момент времени t элемент Б работал безотказно, элемент А ремонтировался; за промежуток Δt элемент Б не отказал, а элемент А был восстановлен (произошел переход из H_2 в H_0).

Вероятность появления события H_0 первым способом равна:

$$P_{\rm I} = \underbrace{p_0(t)}_{\substack{\text{вер.}\\ \text{безотк.}\\ \text{работы}\\ \text{А и Б}\\ \text{в момент } t}} \underbrace{\left(1-\lambda_{\rm А}\Delta t\right)}_{\substack{\text{вер. безотк.}\\ \text{работы А за}\\ \text{время } \Delta t}} \underbrace{\left(1-\lambda_{\rm Б}\Delta t\right)}_{\substack{\text{вер. безотк.}\\ \text{работы Б}\\ \text{за время } \Delta t}} = p_0(t)\left[1-\left(\lambda_{\rm А}+\lambda_{\rm Б}\right)\Delta t\right].$$

Действительно, поскольку поток отказов простейший и последействие отсутствует, то условная вероятность того, что элемент, работавший безотказно в момент t, не откажет за промежуток Δt, составляет:

$$p(\Delta t/t) = p(\Delta t) = e^{-\lambda\Delta t} = 1 - \lambda\Delta t + \frac{(\lambda\Delta t)^2}{2!} - \dots = 1 - \lambda\Delta t + O(\Delta t),$$

где $O(\Delta t)$ объединяет слагаемые высших порядков малости по сравнению с Δt (эти слагаемые при предельном переходе исключаются и поэтому для упрощения записей не включаются в состав промежуточных формул).

При простейшем потоке время восстановления распределено по показательному закону [см. формулу (30-33)] и, следовательно, вероятность восстановления элемента за промежуток Δt составляет:

$$1 - e^{-\mu\Delta t} = 1 - \left[1 - \mu\Delta t + \frac{(\mu\Delta t)^2}{2!} - \dots\right] = \mu\Delta t,$$

где μ — интенсивность восстановления элементов.

Теперь составим вероятность появления события H_0 вторым способом:

$$P_{\rm II} = p_1(t)\left(1-\lambda_{\rm А}\Delta t\right)\mu_{\rm Б}\Delta t = \mu_{\rm Б}\Delta t p_1(t),$$

где $p_1(t)$ — вероятность нахождения системы в состоянии H_1 в момент времени t.

Вероятность появления события H_0 третьим способом:

$$P_{\rm III} = p_2(t)\left(1-\lambda_{\rm Б}\Delta t\right)\mu_{\rm А}\Delta t = \mu_{\rm А}\Delta t p_2(t),$$

где $p_2(t)$ — вероятность нахождения системы в состоянии H_2 в момент времени t.

Итак, вероятность $p_0(t+\Delta t)$ равна или вероятности $P_{\rm I}$, или $P_{\rm II}$, или $P_{\rm III}$:

$$p_0(t+\Delta t) = p_0(t)\left[1-\left(\lambda_{\rm А}+\lambda_{\rm Б}\right)\Delta t\right] + \mu_{\rm Б}\Delta t p_1(t) + \mu_{\rm А}\Delta t p_2(t). \qquad (30\text{-}119)$$

Составляя отношение $\frac{p_0(t+\Delta t)-p_0(t)}{\Delta t}$ произведя предельный переход, получаем:

$$\frac{dp_0(t)}{dt} = -\left(\lambda_{\rm А}+\lambda_{\rm Б}\right)p_0(t) + \mu_{\rm Б}p_1(t) + \mu_{\rm А}p_2(t). \qquad (30\text{-}120)$$

Для получения дифференциальных уравнений, характеризующих «устойчивость» нахождения системы в состояниях H_1 и H_2, можно выполнить только что рассмотренные несложные операции. Однако подмечены закономерности дифференциальных уравнений

обслуживания и для их составления предложено *правило марковских процессов* [Л.6].

Правая часть дифференциального уравнения, характеризующего данное состояние системы при простейшем потоке отказов и восстановлений, представляет собой алгебраическую сумму, равную числу возможных переходов, причем каждое слагаемое равно произведению интенсивности перехода на вероятность состояния, из которого происходит переход; знак слагаемого определяется направлением перехода, т. е. если линия перехода «уходит» из данного состояния, то перед слагаемым ставится знак «—», если линия перехода «входит» в данное состояние, то ставится знак «+».

С учетом этого правила

$$\frac{dp_1(t)}{dt} = \lambda_Б p_0(t) - (\lambda_А + \mu_Б) p_1(t); \quad (30\text{-}121)$$

$$\frac{dp_2(t)}{dt} = \lambda_А p_0(t) - (\lambda_Б + \mu_А) p_2(t). \quad (30\text{-}122)$$

Для решения системы уравнений (30-120) — (30-122) и нахождения, таким образом, значения $P_{рез}(t)$ по формуле (30-118) обычно применяют преобразование Лапласа с учетом очевидных начальных условий: $p_0(t=0)=1$; $p_1(t=0)=0$; $p_2(t=0)=0$. Процедура вычислений громоздка, но применяемые математические приемы широко известны [Л. 5, 6, 13, 17]. Поэтому приведем окончательную формулу для вычисления вероятности безотказной работы за время t при условии, что элементы системы А и Б равнонадежны и однотипны:

$$P_{рез}(t) = \frac{\Lambda_2 e^{-\Lambda_1 t} - \Lambda_1 e^{-\Lambda_2 t}}{\Lambda_2 - \Lambda_1}, \quad (30\text{-}123)$$

где

$$\Lambda_{1,2} = \frac{1}{2}\left(3\lambda + \mu \mp \sqrt{\lambda^2 + 6\lambda\mu + \mu^2}\right);$$

$$\lambda = \lambda_А = \lambda_Б; \quad \mu = \mu_А = \mu_Б.$$

Однако в большом числе случаев важно знать среднюю наработку до отказа, являющуюся основным техническим показателем резервированной системы. Величина $T_{0\,рез}$ определяется значительно проще, чем $P_{рез}(t)$.

Интегрируя уравнение (30-118) в пределах (0, ∞), находим:

$$T_{0\,рез} = T'_0 + T_1 + T_2, \quad (30\text{-}124)$$

где

$T'_0 = \int_0^\infty p_0(t)\,dt$ — средняя наработка до отказа системы в состоянии H_0;

$T_1 = \int_0^\infty p_1(t)\,dt$ — средняя наработка до отказа в состоянии H_1;

$T_2 = \int_0^\infty p_2(t)\,dt$ — средняя наработка до отказа в состоянии H_2.

Для определения значений T_0, T_1 и T_2 проинтегрируем уравнения (30-120)—(30-122) в пределах (0, ∞), учитывая указанные начальные условия. Получим:

$$\left.\begin{aligned} -1 &= -(\lambda_А + \lambda_Б) T'_0 + \mu_Б T_1 + \mu_А T_2; \\ 0 &= \lambda_Б T'_0 - (\lambda_А + \mu_Б) T_1; \\ 0 &= \lambda_А T'_Б - (\lambda_Б + \mu_А) T_2. \end{aligned}\right\} \quad (30\text{-}125)$$

Решая систему уравнений (30-125) и суммируя полученные значения T'_0, T_1 и T_2 в соответствии с формулой (30-124), окончательно имеем:

$$T_{0\,рез} = \frac{1}{\Delta_0}\left(1 + \frac{\lambda_А}{\lambda_1} + \frac{\lambda_Б}{\lambda_2}\right), \quad (30\text{-}126)$$

где

$$\Lambda_0 = (\lambda_А + \lambda_Б) - \frac{\mu_А \lambda_А}{\lambda_1} - \frac{\mu_Б \lambda_Б}{\lambda_2};$$

$$\lambda_1 = \lambda_Б + \mu_А; \quad \lambda_2 = \lambda_А + \mu_Б.$$

Если элементы А и Б равнонадежны и однотипны (время восстановления в среднем одинаково), т. е. если $\lambda_А = \lambda_Б = \lambda$ и $\mu_А = \mu_Б = \mu$, то формула упрощается:

$$T_{0\,рез} = \frac{3\lambda + \mu}{2\lambda^2}. \quad (30\text{-}127)$$

Наработка на отказ дублированной системы составляет [Л. 13]:

$$T_{ср.рез} = \frac{2\lambda + \mu}{2\lambda^2}. \quad (30\text{-}128)$$

Наработка на отказ не совпадает со средней наработкой до отказа, поскольку в отличие от потока отказов элементов поток отказов резервированной системы не является простейшим.

Коэффициент готовности дублированной системы с восстановлением равен:

$$k_г = \frac{T_{ср.рез}}{T_{ср.рез} + T_в} = \frac{1}{1 + \dfrac{2\lambda^2}{\mu(2\lambda + \mu)}}, \quad (30\text{-}129)$$

где $T_в = 1/\mu$ — среднее время восстановления.

Формула (30-127) дает известное уже значение $T_{0\,дубл} = \frac{3}{2} T_0$, если исключить восстановление ($\mu = 0$).

Пример. Передатчик имеет два равнонадежных высокочастотных генератора, работающих на одну и ту же нагрузку. Отказ

одного из генераторов не вызывает нарушения работоспособности передатчика. Каждый из генераторов размещен в автономном блоке, что позволяет производить ремонт отказавшего генератора, не выключая работающий. Определим среднюю наработку до отказа, наработку на отказ и коэффициент готовности высокочастотной части передатчика, если интенсивность отказов генераторов $\lambda=0{,}01$ 1/*ч*, а интенсивность их восстановления $\mu=0{,}2$ 1/*ч*. По формуле (30-127) находим:

$$T_{0\,\text{рез}}=\frac{3\cdot 0{,}01+0{,}2}{2\cdot 0{,}01^2}=1\,150\ ч.$$

Если бы данная аппаратура не обслуживалась, то средняя наработка до отказа составляла бы всего 150 *ч* (1,5 T_0).

Ясно, что надежность резервированной аппаратуры с восстановлением в значительной степени зависит от приспособленности аппаратуры к проведению проверок работоспособности и ремонта, а также от опыта и организованности персонала. Так, если в рассмотренном примере положить величину $\mu=0{,}05$ 1/*ч*, то $T_{0\,\text{рез}}=400$ *ч*. Но даже при таком «медленном» восстановлении (среднее время восстановления составляет 20 *ч*) выигрыш в надежности по сравнению с необслуживаемой аппаратурой получается значительным.

Наработка на отказ в соответствии с формулой (30-128) будет равна:

$$T_{\text{ср.рез}}=\frac{2\cdot 0{,}01+0{,}2}{2\cdot 0{,}01^2}=1\,100\ ч.$$

Вообще говоря, для практических расчетов в большинстве случаев можно считать, что $T_{0\,\text{рез}}\approx T_{\text{ср.рез}}$.

Коэффициент готовности системы равен:

$$k_{\text{г}}=\frac{1}{1+\dfrac{2\cdot 0{,}01^2}{0{,}2\,(2\cdot 0{,}01+0{,}2)}}=0{,}995.$$

Это означает, что на тысячу подобных работающих систем в произвольный момент времени в среднем только 5 систем окажутся в неработоспособном состоянии, т. е. в данном случае готовность системы достаточно высокая.

Многократное резервирование при нагруженном резерве с восстановлением (основная и резервная цепи однотипны и равнонадежны; обслуживание неограниченное, т. е. отсутствует ограничение по количеству специалистов, обслуживающих аппаратуру; переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). В случае, когда кратность резервирования $m>1$, составление и решение системы дифференциальных уравнений обслуживания усложняется. Имеется большое число работ, посвященных решению задач резервирования с восстановлением [Л. 6, 13, 17, 45—48]. При тех исходных предпосылках, которые были положены в основу изложенного выше решения задачи дублирования с восстановлением, средняя наработка до отказа резервированной системы с нагруженным резервом может быть определена по формуле [Л. 48]

$$T_{0\,\text{рез}}=\frac{1}{\lambda}\sum_{i=0}^{m}\frac{\left(1+\frac{\mu}{\lambda}\right)^i}{i+1},\qquad (30\text{-}130)$$

где λ — интенсивность отказов цепей;

μ — интенсивность восстановления цепей.

На графике рис. 30-29 в соответствии с формулой (30-130) показано, как изменяется выигрыш в надежности системы (по

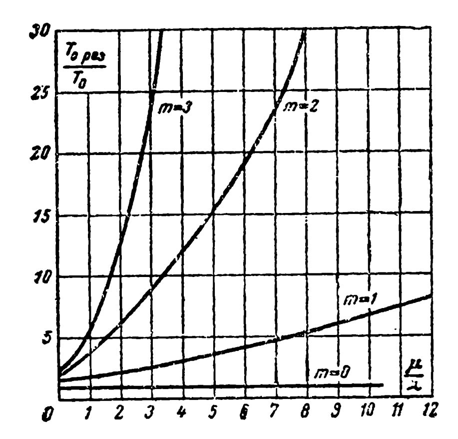


Рис. 30-29. Выигрыш в надежности резервированной обслуживаемой системы с нагруженным резервом (без учета надежности переключателей).

средней наработке до отказа) в зависимости от соотношения μ/λ и кратности резервирования. Из рассмотрения графика следует, что уже при двух резервных цепях и достаточно интенсивном обслуживании надежность системы может достигнуть практически абсолютного значения (с точки зрения удовлетворения предъявляемым требованиям). Следует только иметь в виду, что формула (30-130) получена из условия, что любая отказавшая цепь сразу же подвергается восстановлению.

При кратности резервирования $m\geqslant 2$ необходимо считаться с наличием ограниченного количества ремонтных бригад (специалистов). Так, при наличии одной резервной бригады (в частном случае одного специалиста) имеем:

$$T_{0\,\text{рез}}\approx\frac{1}{\lambda}\left[\frac{\left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^m}{(m+1)!}+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^{m-1}\left(\frac{1}{m!}+\frac{1}{(m+1)!}\right)\right]\qquad (30\text{-}131)$$

Таблица 30-7

Расчетные формулы для восстанавливаемой аппаратуры, состоящей из N рабочих и двух резервных элементов

Случай	Показатель	Значение показателя	Примечание
Ненагруженный резерв, неограниченное восстановление	$T_{0\,\text{рез}}$	$\frac{1}{\lambda}\,\frac{2+3N\frac{\lambda}{\mu}+3N^2\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}{N^3\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}$	
	$T_{\text{ср.рез}}$	$\frac{1}{\lambda}\,\frac{2+2N\frac{\lambda}{\mu}+N^2\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}{N^3\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}$	
	$P_{\text{рез}}(t)$	$\exp\left\{-\frac{N^3(\lambda/\mu)^2\lambda t}{2+3N(\lambda/\mu)+3(\lambda/\mu)^2N^2}\right\}$	Формула приближенная
Ненагруженный резерв, ограниченное восстановление	$T_{0\,\text{рез}}$	$\frac{1}{\lambda}\,\frac{1+2N\frac{\lambda}{\mu}+3N^2\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}{N^3\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}$	$T_{0\,\text{рез}}\approx T_{\text{ср.рез}}$
	$P_{\text{рез}}(t)$	$\exp\left\{-\frac{N^3\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2\lambda t}{1+2N\frac{\lambda}{\mu}+3N^2\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}\right\}$	Формула приближенная
Облегченный резерв, неограниченное восстановление	$T_{0\,\text{рез}}$	$\frac{1}{\lambda}\,\frac{2+(3N+4k_{\text{р}})\frac{\lambda}{\mu}+\left(2k_{\text{р}}^2+6k_{\text{р}}N+3N^2\right)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}{N(N+k_{\text{р}})(N+2k_{\text{р}})\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}$	$T_{0\,\text{рез}}\approx T_{\text{ср.рез}}$
	$P_{\text{рез}}(t)$	$\exp\left\{-\frac{N(N+k_{\text{р}})(N+2k_{\text{р}})\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2\lambda t}{2+(4k_{\text{р}}+3N)\frac{\lambda}{\mu}+\left(2k_{\text{р}}^2+6k_{\text{р}}N+3N^2\right)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}\right\}$	Формула приближенная

Продолжение табл. 30-7

Случай	Показатель	Значение показателя	Примечание
Облегченный резерв, ограниченное восстановление	$T_{0\,рез}$	$\frac{1}{\lambda}\frac{1+2(N+k_р)\frac{\lambda}{\mu}+\left(3N^2+6k_рN+2k_р^2\right)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}{N(N+k_р)(N+2k_р)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}$	$T_{0\,рез}\approx T_{ср.рез}$
	$P_{рез}(t)$	$\exp\left\{-\frac{N(N+k_р)(N+2k_р)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2\lambda t}{1+2\left(k_р+N\right)\frac{\lambda}{\mu}+\left(2k_р^2+6k_рN+3N^2\right)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}\right\}$	Формула приближенная
Нагруженный резерв, неограниченное восстановление	$T_{0\,рез}$	$\frac{1}{\lambda}\frac{2+(3N+4)\frac{\lambda}{\mu}+(2+6N+3N^2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}{N(N+1)(1+2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}$	$T_{0\,рез}\approx T_{ср.рез}$
	$P_{рез}(t)$	$\exp\left\{-\frac{N(N+1)(N+2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2\lambda t}{2+(4+3N)\frac{\lambda}{\mu}+(2+6N+3N^2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}\right\}$	Формула приближенная
Нагруженный резерв, ограниченное восстановление	$T_{0\,рез}$	$\frac{1}{\lambda}\frac{1+2(N+1)\frac{\lambda}{\mu}+(2+6N+3N^2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}{N(N+1)(N+2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}$	$T_{0\,рез}\approx T_{ср.рез}$
	$P_{рез}(t)$	$\exp\left\{-\frac{N(N+1)(N+2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2\lambda t}{1+2(1+N)\frac{\lambda}{\mu}+(2+6N+3N^2)\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^2}\right\}$	Формула приближенная

Многократное резервирование при ненагруженном резерве с восстановлением (основная и резервные цепи однотипны и равнонадежны, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). В этом случае, очевидно, может отказать только та цепь, которая находится в рабочем состоянии. Но одновременно в ремонте может находиться несколько цепей. Средняя наработка до отказа системы при неограниченном обслуживании составляет:

$$T_{0\,\text{рез}} = \frac{1}{\lambda}\sum_{i=0}^{m}\frac{1}{1+i}\times \frac{(m+1)!}{(m-i)!}\left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^{i}. \qquad (30\text{-}132)$$

Пример. Сравнить надежность дублированной системы при нагруженном и ненагруженном включении резерва, если $\mu/\lambda=3$.

По формуле (30-130) получаем для нагруженного резерва $T_{0\,\text{рез}}=3T_0$, а по формуле (30-132) для ненагруженного резерва находим $T_{0\,\text{рез}}=5T_0$, т. е. ненагруженный резерв при данном соотношении μ/λ позволяет увеличить надежность дублированной системы в 1,7 раза (по средней наработке до отказа).

Средняя наработка до отказа системы при наличии одной обслуживающей бригады (специалиста) равна:

$$T_{0\,\text{рез}} = \frac{1}{\lambda}\times \frac{\left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^{m+2}-(m+2)\frac{\mu}{\lambda}+(m-1)}{\left(\frac{\mu}{\lambda}-1\right)^{2}}. \qquad (30\text{-}133)$$

Резервирование аппаратуры, состоящей из N рабочих элементов и двух резервных элементов, с учетом восстановления (основные и резервные цепи равнонадежны и имеют одинаковые показатели ремонтопригодности, переключатели отсутствуют или абсолютно надежны). Формулы для различных вариантов включения резерва и обслуживания сведены в табл. 30-7.

30-9. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Классификация методов расчета надежности

Все методы расчета надежности можно разделить на две основные группы: *расчет надежности аппаратуры, не содержащей резервных цепей, и расчет надежности аппаратуры, содержащей резервные цепи.* Каждая из указанных групп, в свою очередь, может быть разделена на два вида: *поверочные методы расчета и методы расчета на заданную надежность.* Кроме того, каждый из видов расчета может быть приближенным (ориентировочным), опирающимся на простейшую математическую модель, или полным, учитывающим влияние схемной зависимости элементов, режим их работы и другие факторы.

При расчете надежности с учетом резервных цепей можно вначале исключить из рассмотрения резервные цепи, рассчитать надежность аппаратуры по последовательной схеме, а затем рассчитать повышение

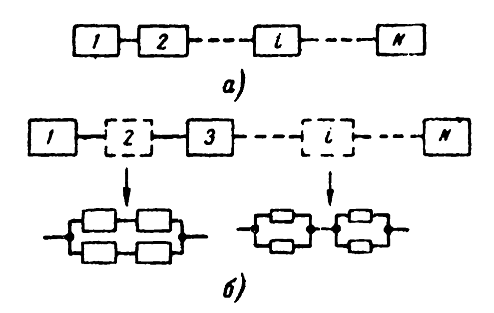


Рис. 30-30. Модель для расчета надежности аппаратуры.

а — аппаратура не имеет резервных цепей; *б* — аппаратура имеет резервированные цепи.

надежности системы за счет резервирования с помощью методов, изложенных в § 30-8, или же вначале рассчитать надежность узлов, имеющих резервные цепи, а затем провести расчет надежности по последовательной схеме (рис. 30-30). С учетом этого рассмотрим методы расчета надежности аппаратуры, не имеющей резервных цепей.

Приближенный поверочный расчет надежности

Учет внезапных отказов. В большинстве случаев для целей приближенного расчета надежности удается рассматривать аппаратуру, не имеющую резервных цепей, как группу последовательно соединенных независимых узлов или элементов, «подвергающихся» простейшему потоку отказов, т. е. не учитывать постепенные отказы. В этом случае такой показатель надежности, как вероятность безотказной работы, можно найти по формуле

$$p(t) = e^{-\sum\limits_{i=1}^{N}\Lambda_i t}, \qquad (30\text{-}134)$$

где N — число элементов принципиальной схемы;

Λ_i — параметр потока отказов i-го элемента, равный интенсивности отказов λ_i.

Таким образом, определение вероятности безотказной работы сводится в основном к нахождению суммарного значения

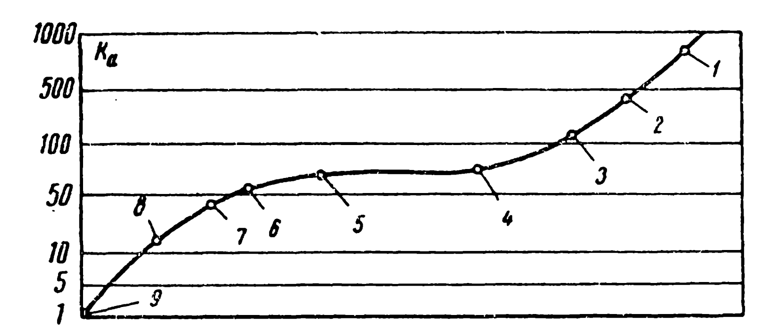


Рис. 30-31. Поправочный коэффициент для определения реальных значений интенсивности отказов элементов в зависимости от условий ее эксплуатации.

1 — современные образцы ракет; *2* — ранние образцы ракет; *3* — самолетная аппаратура; *4* — высокогорная аппаратура; *5* — железнодорожная аппаратура; *6* — автомобильная аппаратура; *7* — корабельная аппаратура; *8* — наземная стационарная аппаратура; *9* — лабораторные условия.

$\Lambda_{общ}$ параметра потока отказов (интенсивности отказов) элементов:

$$\Lambda_{общ} = \lambda_{общ} = \sum_{i=1}^{N} \Lambda_i = \sum_{i=1}^{n} N_i \Lambda_i, \qquad (30\text{-}135)$$

где N_i — число однотипных элементов i-й группы;

n — число групп (типов) элементов в аппаратуре.

Определение суммарного параметра потока отказов или суммарной интенсивности отказов позволяет найти среднюю наработку до отказа и наработку на отказ:

$$T_0 = \frac{1}{\sum\limits_{i=1}^{n} N_i \lambda_i};$$

$$T_{ср} = \frac{1}{\sum\limits_{i=1}^{n} N_i \Lambda_i}. \qquad (30\text{-}136)$$

Данные для расчетов величины $T_0(T_{ср})$ берутся из справочников, в которые включаются значения интенсивности отказов (параметра потока отказов) элементов. При ориентировочных расчетах можно пользоваться данными табл. 30-8.

При расчетах надежности аппаратуры пользоваться данными по интенсивности отказов с пометкой (Л) следует осторожно: в зависимости от условий применения аппаратуры (наземная, корабельная, самолетная и т. д.) эти данные нужно пересчитать с помощью коэффициента $k_а$ (рис. 30-31). Этот коэффициент представляет собой отношение интенсивности отказов элементов, работающих в данной аппаратуре, к интенсивности отказов при работе их в лабораторных условиях. С помощью этого коэффициента можно данные по интенсивности отказов (точнее, по значениям параметра потока отказов), полученные для аппаратуры, устанавливаемой, например, на самолетах, использовать при расчете надежности аппаратуры, устанавливаемой на других носителях (корабль, автомобиль и т. д.). Так, пусть требуется найти параметр потока отказов линий задержки, устанавливаемых в наземной аппаратуре, если для управляемых снарядов ранних типов $\Lambda_{л.з} = 93 \cdot 10^{-5}$ 1/*ч* (см. разд. 13, табл. 30-8). По графику рис. 30-31 находим: для управляемых снарядов ранних типов $k'_a \approx 450$, для наземной аппаратуры $k''_a \approx 15$. Следовательно, коэффициент пересчета равен отношению $k'_a / k''_a = 30$, откуда для наземной аппаратуры $\Lambda_{л.з} = 3{,}1 \cdot 10^{-5}$ 1/*ч*. Указанным приемом следует пользоваться только тогда, когда нет данных по значениям параметра потока отказов (интенсивности отказов) элементов, устанавливаемых в аналогичной по конструкции и применению аппаратуре.

Пример. Требуется определить приближенное значение средней наработки до отказа диспетчерской аэродромной радиолокационной станции, состоящей из 87 электровакуумных приборов, 2 СВЧ приборов и 2 модуляторных ламп, 30 полупроводниковых триодов и диодов, 400 резисторов (МЛТ, ВС), 320 конденсаторов (КСО, КБГ), 5 сельсинов, 4 электродвигателей, 30 трансформаторов и дросселей, 10 реле, 8 переключателей. Конкретные типы резисторов и конденсаторов относятся к основным примененным типам.

Для производства расчетов необходимые данные представим в виде табл. 30-9, воспользовавшись в свою очередь данными табл. 30-8.

Отсюда по формуле (30-136) получаем: $T_0 = T_{ср} = 163$ *ч*.

Сделаем ряд замечаний к составлению табл. 30-9. Хотя речь идет о приближенных расчетах надежности, можно ошибиться намного, если пользоваться первичными данными по интенсивности отказов произвольно, выбирая первые попавшиеся. Более точные результаты будут в том случае, когда

Таблица 30-8

Значение интенсивности отказов элементов и устройств
[Л. 8, 9, 12, 18, 51]

Элементы	$\lambda_{мин} \cdot 10^5$ 1/ч	$\lambda_{макс} \cdot 10^5$ 1/ч	$\lambda_{ср} \cdot 10^5$ 1/ч
1	2	3	4
1. Электровакуумные приборы			
Лампы модуляторные и генераторные (Э)	10	70	20
Лампы импульсные генераторные (Л)	0,2	4,3	3,0
Лампы приемно-передающие (Л)	0,21	0,79	0,50
Лампы приемно-усилительные миниатюрные (Л)	—	0,12	0,20
Лампы приемно-усилительные сверхминиатюрные (Л)	0,04	0,60	0,20
Лампы-диоды (Л)	—	0,14	0,06
Лампы-триоды (Л)	—	0,3	0,1
Лампы-тетроды (Л)	—	0,30	0,16
Лампы-пентоды (Л)	—	0,28	0,16
Лампы усилителей мощности (Л)	—	3,2	2,0
Лампы приемно-усилительные (Э)	0,1	10,0	2,0—5,0
Кенотроны (Л)	0,067	0,50	0,25
Магнетроны (Л)	7,0	35,0	15,0
Магнетроны (Э)	6,0	400	100
Магнетроны с подстройкой (Э)	4,5	550	300
Клистроны (Л)	0,1	5,5	2,0
Тиратроны маломощные (Л)	0,25	1,5	0,6
Тиратроны мощные субминиатюрные (Л)	0,29	1,1	0,65
Газоразрядные приборы (Э)	9	80	28
Стабилизаторы напряжения (Л)	0,04	0,25	0,10
Электроннолучевые трубки с электрическим отклонением (Л)	0,096($\times n$)	0,2($\times n$)	0,1($\times n$)
Электроннолучевые трубки с магнитным отклонением (Л)	0,094($\times n$)	0,31($\times n$)	0,16($\times n$)
Электроннолучевые трубки (Э)	12	45	23
2. Полупроводниковые диоды			
Германиевые повышенной надежности (Л)	0,023	0,38	0,30
Кремниевые повышенной надежности (Л)	0,015	0,025	0,020
Германиевые общего назначения (Э)	0 012	8,3	1,5
Кремниевые общего назначения (Э)	0,015	0,53	0,20
Кристаллические (Э)	0,005	18	9
Селеновые (Э)	0,011	6	2,7
3. Транзисторы			
Германиевые повышенной надежности (Л)	0,060	0,19	0,09
Кремниевые повышенной надежности (Л)	0,04	0,1	0,06
Германиевые общего применения (Э)	0,02	3	0,6
Кремниевые общего применения (Э)	0,03	0,70	0,40
4. Резисторы			
Угольные композиционные (Л)	0,017	0,15	0,043
Пленочные (Л)	0,017	0,058	0,03
Проволочные (Л)	0,0087	0,016	0,005
4а. Резисторы отечественные, производства до 1960 г. [Л. 12]			
МЛТ (Э)	—	—	0,15
ВС (Э)	—	—	0,35
СП (Э)	0,40	0,69	0,50
СПО (Э)	—	—	0,20
Проволочные (Э)	—	—	1,25

Продолжение табл. 30-8

Элементы	$\lambda_{мин} \cdot 10^5$ 1/*ч*	$\lambda_{макс} \cdot 10^5$ 1/*ч*	$\lambda_{ср} \cdot 10^5$ 1/*ч*
1	2	3	4
5. Потенциометры			
Проволочно-решающие (Л)	0,01	1,4	0,85
Металлизированные (Л)	0,02	0,04	0,03
Композиционные (Л)	—	—	0,167
6. Конденсаторы			
Бумажные (Л)	0,016	0,034	0,025
Слюдяные (Л)	0,018	0,132	0,075
Слюдяные до 600 *в* (Л)	0,009	0,066	0,037
Нейлоновые 300—600 *в* (Л)	0,006	0,014	0,010
Танталовые (Л)	0,027	0,083	0,06
Керамические до 600 *в* (Л)	0,040	0,133	0,062
Электролитические (Л)	0,003	0,054	0,035
6а. Конденсаторы отечественные, производства до 1960 г. [Л. 12]			
КСО (Э)	—	—	0,14
КБГ (Э)	—	—	0,16
КБМ (Э)	—	—	0,35
КТК, КДК (Э)	—	—	0,23
КЭГ (Э)	—	—	0,39
КПК (Э)	—	—	0,80
Переменной емкости с воздушным диэлектриком (Э)	—	—	1,86
7. Индукционные элементы			
Трансформаторы силовые (Э)	—	—	0,5
Трансформаторы силовые низкого напряжения (Л)	0,013	0,060	0,03
Трансформаторы силовые высокого напряжения (Л)	0,04	0,18	0,09
Трансформаторы выходные (Л)	0,046	0,028	0,010
Дроссели (Э)	0,001	0,340	0,025
Катушки индуктивности (Э)	0,002	4,4	0,63
Линии задержки (Л)	0,015	0,50	0,27
8. Коммутационные элементы			
Реле герметические (Л)	0,002 (на 1 к)	0,019 (на 1 к)	0,004 (на 1 к)
Реле малогабаритное (Л)	0,0145 (на 1 к)	0,054 (на 1 к)	0,025 (на 1 к)
Реле миниатюрные мощные (Л)	0,015 (на 1 к)	0,41 (на 1 к)	0,03 (на 1 к)
Реле общего применения (Л)	0,01 (на 1 к)	0,048 (на 1 к)	0,025 (на 1 к)
Реле общего применения (Э)	—	—	1,0
Переключатели ручные (Л)	0,012	0,066	0,017
Переключатели кнопочные (Л)	0,004	0,011	0,006
Микровыключатели (Л)	0,009	0,050	0,025
Переключатели (Э)	—	—	0,6
9. Монтажные элементы			
Разъемы коаксиальные (Л)	0,006	0,036	0,021
Разъемы многоштырьковые (Л)	0,003	0,047	0,02
Пайки и провода (Э)	0,01	1,0	0,1
Панели электронных приборов (Э)	0,002	0,1	0,075

Продолжение табл. 30-8

Элементы	$\lambda_{мин}\cdot 10^6$ 1/ч	$\lambda_{макс}\cdot 10^6$ 1/ч	$\lambda_{ср}\cdot 10^5$ 1/ч
1	2	3	4
10. Измерительные устройства			
Измерительные приборы (Э)	0,5	6,0	3,0
Индикаторные лампы (Э)	0,01	0,30	0,17
Сельсины (Э)	0,009	7,0	2,4
Гироскопы (Э)	5	146	32
Датчики оптические (Э)	0,27	0,67	0,47
Датчики температуры (Э)	0,15	0,64	0,33
Термисторы (Э)	0,02	0,14	0,06
11. Исполнительные устройства			
Двигатели маломощные (Э)	0,015	17	2,1
Приводы (Э)	0,035	0,20	0,12
Шаговые двигатели (Э)	0,022	0,071	0,037
12. Источники питания			
Аккумуляторы (Л)	0,035	1,93	0,72
Преобразователи (Э)	100	105	102
Мотор-генераторы (Э)	0,12	99	25
13. Схемы и прочие устройства			
Антенны (Л)	0,02	0,35	0,036
Волноводы жесткие (Э)	0,06	0,19	0,11
Волноводы гибкие (Э)	0,11	0,45	0,26
Линии задержки, устанавливаемые на ракетах ранних типов (Э)	—	—	93,5
Магнитные усилители (Э)	0,02	0,50	0,215
Схемы формирования импульсов (Э)	0,20	1,50	0,75
Усилители малой мощности (Э)	0,05	0,50	0,27
Предохранители (Э)	0,03	1,0	0,44

Примечания: 1. В таблице приведены данные по интенсивности отказов элементов и устройств, полученные при лабораторных испытаниях (помечены буквой Л в скобках) или эксплуатации (помечены буквой Э).

2. Данные по реле относятся к одной контактной группе и помечены «на 1 к»; данные по электроннолучевым трубкам — к одной электронной пушке (n — число пушек в трубке).

имеются значения интенсивности отказов элементов, полученные по опыту эксплуатации образцов аппаратуры, близких по конструкции и назначению к рассчитываемому. В данном случае при составлении табл. 30-9 пришлось пользоваться эксплуатационными данными, усредненными по многим типам радиоэлектронной аппаратуры, т. е. брались данные с пометкой (Э).

После того как рассчитана величина T_0, легко найти вероятность безотказной работы системы за заданный промежуток времени t. Для облегчения расчетов можно пользоваться номограммой, приведенной на рис. 30-32. Если известно по условиям применения аппаратуры, сколько времени она должна непрерывно работать, и если определено значение T_0, то, соединяя прямой линией значение t/T_0, найденное на правой шкале номограммы, с точкой O, в точке пересечения прямой линии с левой шкалой номограммы отсчитываем величину вероятности безотказной работы.

Предположим, что диспетчерская аэродромная радиолокационная станция должна

Таблица 30-9

Группа элементов	N_i (штук)	$\lambda_i\cdot 10^6$ 1/ч	$N_i\lambda_i\times$ $\times 10^6$ 1/ч
Электровакуумные приборы	83	2	166
СВЧ приборы	2	100	200
Модуляторные лампы	2	20	40
Полупроводниковые приборы	30	0,5	4,5
Резисторы	400	0,25	100
Конденсаторы	320	0,15	48
Сельсины	5	2,4	12
Трансформаторы и дроссели	30	0,5	15
Электродвигатели	4	2,1	14,7
Реле	10	1,0	10
Переключатели	8	0,6	4,8
Всего . . .	894	—	615·10⁵ 1/ч

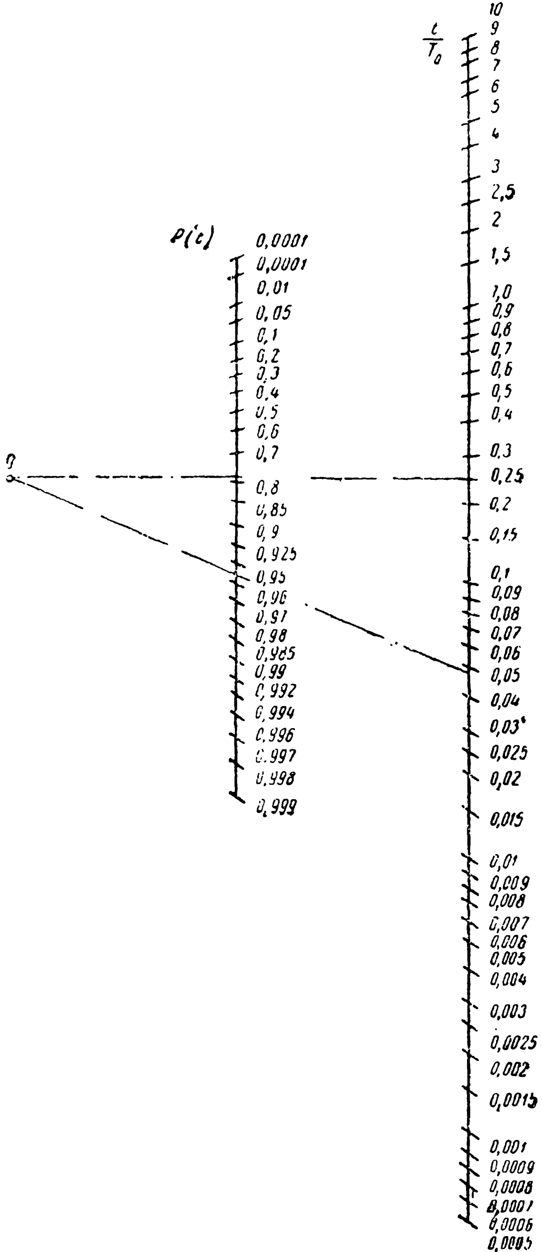


Рис. 30-32 Номограмма для определения вероятности безотказной работы.

работать в течение 7 *ч* в сутки, т. е. $\frac{t}{T_0} = \frac{7}{163} = 0{,}043$. По номограмме рис. 30-32 находим $p(t=7\ ч) = 0{,}955$.

Учет постепенных отказов. В ряде случаев требуется определить надежность аппаратуры (узла) с учетом постепенных отказов. Если имеются данные значений средней наработки до отказа элементов по постепенным отказам, полученные в результате специальных испытаний (исключаются внезапные отказы), то вероятность безотказной работы группы N независимых, последовательно соединенных элементов с учетом формулы (30-47) равна:

$$p_{0п}(t) = \prod_{i=1}^{N} \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{t - T_{0пi}}{\sqrt{2}\,\sigma_i} \right) \right] \right\}, \quad (30\text{-}137)$$

где $T_{0пi}$ — средняя наработка до отказа i-го элемента по постепенным отказам;

σ_i — среднеквадратическое отклонение времени безотказной работы i-го элемента.

Пример. Требуется определить вероятность безотказной работы в течение 1 000 *ч* усилителя низкой частоты (рис. 30-33), если значения $T_{оп\,i}$ и σ_i элементов составляют: $T_{оп(л)} = 20\,000$ *ч* ($\sigma_л = 4\,000$ *ч*); $T_{оп(R_а)} = T_{оп\,(R_э)} = T_{оп\,(R_с)} = 100\,000$ *ч* $\left(\sigma_{R_а} = \sigma_{R_э} = \sigma_{R_с} = 30\,000\ ч\right)$; $T_{оп(R_к)} = 80\,000$ *ч* $\left(\sigma_{R_к} = 25\,000\ ч\right)$; $T_{оп\,(C)} = T_{оп\,(C_э)} = T_{оп\,(C_к)} = 200\,000$ *ч* $\left(\sigma_C = \sigma_{C_э} = \sigma_{C_к} = 60\,000\ ч\right)$.

Подставляя эти значения в формулу (30-137), получаем:

$$p_{оп}(t = 1\,000\ ч) = \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{1\,000 - 20\,000}{\sqrt{2}\cdot 4\,000} \right) \right] \right\} \times$$
$$\times \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{1\,000 - 100\,000}{\sqrt{2}\cdot 30\,000} \right) \right] \right\}^3 \times$$
$$\times \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{1\,000 - 80\,000}{\sqrt{2}\cdot 25\,000} \right) \right] \right\} \times$$
$$\times \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{1\,000 - 200\,000}{\sqrt{2}\cdot 60\,000} \right) \right] \right\}^3 = 0{,}979.$$

Получили высокую надежность данного усилителя по постепенным отказам. Сравним значение $p_{0п}(t)$ с надежностью усилителя по внезапным отказам, учитывая, что в усилителе применены резисторы типа МЛТ ($R_э$, $R_а$, R), типа ВС ($R_к$) и конденсаторы типа КБГ. Используя данные табл. 3-8, а также формулу (30-136), получаем:

$$T_0 = \frac{1}{5\cdot 10^{-5} + 3\cdot 0{,}15\cdot 10^{-3} + 0{,}35\cdot 10^{-5} + 3\cdot 0{,}16\cdot 10^{-5}} = \frac{10^6}{6{,}28} = 15\,900\ ч.$$

При выборе величины $\lambda_л$ учитывалась ее недостаточно высокая надежность.

По номограмме рис. 30-32 находим значение вероятности безотказной работы усилителя по внезапным отказам за 1 000 *ч*:

$$p_0(t = 1\,000\,ч) = e^{-\frac{1\,000}{15\,900}} \approx 0{,}930.$$

В большинстве случаев можно полагать, что внезапные и постепенные отказы независимы друг от друга. При этом надежность аппаратуры (узла) с учетом внезапных и постепенных отказов может быть получена с помощью формулы

$$P(t) = p_{оп}(t)\, p_0(t). \qquad (30\text{-}138)$$

В большом числе случаев при расчете узлов РЭА выполняется условие $p_{оп}(t) > p_0(t)$. Поэтому обычно приближенный расчет надежности завершается учетом внезапных отказов. Это пренебрежение постепенными отказами имеет и некоторое физическое обоснование: постепенные отказы можно предупреждать в процессе выполнения профилактических мероприятий.

Если же производится расчет надежности аппаратуры, которая в течение длительного времени работает без инструментальных проверок работоспособности (например, аппаратура широкого потребления), то учет постепенных отказов может внести существенное уточнение результатов. Однако в настоящее время имеются весьма ограниченные данные для расчета надежности с учетом постепенных отказов.

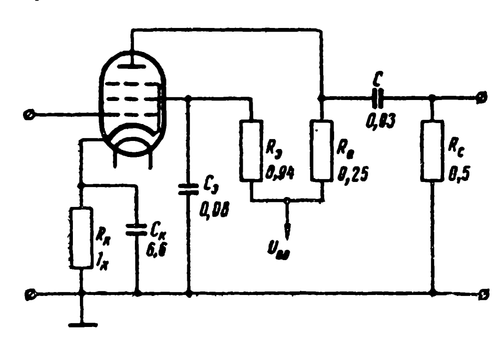


Рис. 30-33. Схема усилителя низкой частоты с реостатной связью.

Учет электрического и температурного режимов работы элементов. Если при расчете надежности аппаратуры известны зависимости интенсивности отказов (параметра потока отказов) элементов от коэффициента электрической нагрузки и окружающей температуры, то следует учесть эти зависимости. Примеры таких зависимостей приведены на рис. 30-8—30-12. Определяя по подобным графикам реальное значение интенсивности отказов, можно получить более точные значения показателей надежности.

Наконец, иногда известны соотношения, позволяющие в зависимости от электрической нагрузки и температуры окружающей среды расчетным путем найти значения интенсивности отказов (примеры таких соотношений даны в § 30-6).

Пример. Определить интенсивность отказов резистора R_c (рис. 30-33), имеющего номинальную мощность рассеяния $p_{ном} = 0{,}12$ *вт*, если температура окружающей среды за счет выделения тепла лампой усилителя составляет 80° С.

В типовых схемах усилителей низкой частоты, какой является данная схема, напряжение на резисторе R_c составляет около 50 *в*. Рассеиваемая мощность

$$p_R = \frac{u_R^2}{R} = \frac{2\,500}{0{,}5 \cdot 10^6} = 0{,}005\ вт,$$

а коэффициент нагрузки

$$k_н = \frac{p_R}{p_{ном}} = \frac{0{,}005}{0{,}12} = 0{,}04.$$

В данном случае элемент фактически не загружен. Воспользуемся графиком на рис. 30-9, *б*, имеющим нижнюю кривую для случая, когда коэффициент нагрузки близок к нулю. Для наших условий $\lambda_{R_C} < 0{,}1 \cdot 10^{-5}$ 1/*ч*, в то время как при расчете надежности усилителя было выбрано усредненное значение $\lambda_{R_C} = 0{,}15 \cdot 10^{-5}$ 1/*ч*, что привело к занижению надежности рассчитываемого узла. Правда, могут быть и другие случаи, когда реальное значение интенсивности отказов оказывается более высоким, чем усредненное.

Приближенный расчет показателей восстанавливаемости

Пусть имеется аппаратура, состоящая из N независимых элементов (узлов, блоков). Предположим, что вероятность одновременного отказа двух и более элементов является вероятностью высшего порядка малости по сравнению с вероятностью отказа одного элемента. Вероятность безотказной работы i-го элемента (узла, блока) обозначим через p_i, вероятность отказа — через q_i.

Если известны средние значения времени восстановления элементов (узлов, блоков) $T_{вi}$, то, рассматривая эти значения как возможные значения дискретной случайной величины, можно найти среднее время восстановления $T_в$ аппаратуры:

$$T_в = \sum_{i=1}^{N} T_{вi}\, q_i \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N} p_j.$$

Часто в случае приближенных расчетов можно положить $\prod_{j=1}^{N} p_j \approx 1$. Тогда

$$T_{в} = \sum_{i=1}^{N} T_{вi}\, q_i = \frac{1}{\Lambda_{общ}} \sum_{i=1}^{r} N_i\, \Lambda_i\, T_{вi}, \qquad (30\text{-}139)$$

где N_i — число однотипных элементов i-й группы;

Λ_i — параметр потока отказов (интенсивность отказов) элементов i-й группы;

$\Lambda_{общ}$ — суммарное значение параметра потока отказов аппаратуры (узла);

n — число групп элементов в аппаратуре.

В табл. 30-10 приведены усредненные значения времени, затрачиваемого на восстановление РЭА. Следует иметь в виду, что эти данные получены при эксплуатации аппаратуры, не имеющей устройств автоматического контроля работоспособности [Л. 12].

Таблица 30-10

Затраты времени на восстановление работоспособности (замену) элементов радиоэлектронной аппаратуры

Наименование элементов	Затраты времени, ч
Электровакуумные приборы	0,225—0,956
Полупроводниковые приборы	0,300—1,550
Резисторы	0,300—1,275
Конденсаторы	0,400—1,700
Катушки индуктивности	0,500—2,125
Трансформаторы	0,670—2,848
Реле	0,700—2,975
Переключатели	0,250—1,063
Сельсины	0,500—2,550
Электродвигатели	1,250—5,313
Кварцы	0,175—0,744
Индикаторные лампы	0,030—0,128
Колебательные контуры	0,650—2,763
Предохранители	0,025—0,106
Прочие детали (ламповые панели, клеммы, разъемы и др.)	0,575—3,188

Примечание. Минимальные значения времени, затрачиваемого на восстановление работоспособности, относятся к аппаратуре, в которой обеспечен легкий доступ к узлам и элементам; максимальные — к аппаратуре, которая плохо приспособлена к проведению ремонтных работ (для замены того или иного элемента приходится производить демонтаж соседних блоков, узлов и т. д.).

Указанные в таблице затраты времени включают то время, которое необходимо для отыскания отказавшего элемента, его замены (настройки, регулировки) и последующей проверки работоспособности.

Таблица 30-11

Группа элементов	$\frac{N_i \Lambda_i}{\Lambda_{общ}}$	$T_{вi}$, ч	$\frac{N_i \Lambda_i}{\Lambda_{общ}} T_{вi}$, ч
Электровакуумные приборы	0,237	0,59	0,140
СВЧ приборы	0,286	0,59	0,170
Модуляторные лампы	0,057	0,59	0,034
Полупроводниковые приборы	0,007	1,00	0,007
Резисторы	0,143	0,78	0,110
Конденсаторы	0,068	1,05	0,071
Сельсины	0,02	1,50	0,030
Трансформаторы и дроссели	0,021	1,8	0,038
Электродвигатели	0,024	3,27	0,078
Реле	0,016	1,84	0,029
Переключатели	0,007	0,59	0,004
Всего	—	—	0,711

Вернемся к примеру расчета надежности диспетчерской радиолокационной станции. Для расчета значений q_i воспользуемся табл. 30-9, а для определения усредненных значений $T_{вi}$ — табл. 30-10. Полученные данные сведем в табл. 30-11.

В данном случае среднее время восстановления радиолокационной станции равно $T_{в} = 0{,}711$ ч. Применение устройств автоматического контроля работоспособности позволяет сократить время на восстановление аппаратуры в 2 раза и более [Л. 12].

В связи с тем, что не каждое восстановление связано с необходимостью замены элементов и, наоборот, часто при одном восстановлении аппаратуры (узла) приходится заменять не один, а несколько элементов, то вместо формулы (30-139) иногда используется другая:

$$T_{в} = \frac{k_{зам}}{\Lambda_{общ}} \sum_{i=1}^{n} N_i\, \Lambda_i\, T_{вi}, \qquad (30\text{-}140)$$

где $k_{зам}$ — коэффициент одновременности замены элементов, равный среднему числу заменяемых элементов при одном восстановлении аппаратуры (узла).

Значение коэффициента одновременности замены для различных типов аппаратуры, а также условий эксплуатации колеблется в пределах 2,2—2,4 [Л. 12].

При ремонте аппаратуры без замены элементов, когда параметры аппаратуры восстанавливаются с помощью регулировки узлов или устранения повреждений (например, пайка нарушенных электрических соединений), расход времени примерно такой же, как и при замене элементов.

Методика полного расчета надежности

В простейшей модели расчета надежности все элементы соединены последовательно, считаются независимыми, отказ лю-

бого из элементов вызывает отказ аппаратуры (узла) в целом, но не влияет на надежность других элементов. В действительности очень часты случаи, когда отказ одного или даже нескольких элементов аппаратуры не приводит к выходу основных ее параметров за пределы установленных допусков. В этих случаях аппаратура не может рассматриваться как совокупность последовательно соединенных элементов. Могут быть и обратные случаи, когда отказ одного элемента влечет отказ зависимых элементов.

В настоящее время значительное число отечественных справочных данных по надежности получено в результате эксплуатации многочисленных образцов РЭА. Пользуясь этими данными, надо учитывать, что они относятся к параметру потока отказов элементов. Как получаются эти данные? При восстановлении радиоэлектронной аппаратуры подсчитывается число отказавших элементов и в соответствующих документах записываются отказы всех элементов и их тип. На основании обобщения таких документов производится расчет значений параметра потока отказов элементов. Пользуясь этими значениями при расчете надежности аппаратуры по последовательной модели мы увеличиваем действительное число отказов, приравнивая их числу отказов каждого элемента.

Таким образом, реальные данные по надежности аппаратуры в процессе эксплуатации должны быть более высокими, чем те, которые получаются при расчете аппаратуры по последовательной схеме с использованием эксплуатационных значений параметров потока отказов элементов предшествующих образцов аппаратуры.

Правда, при расчете надежности отмеченное занижение расчетных значений показателей надежности несколько компенсируется тем, что из сферы расчета обычно исключаются многочисленные второстепенные элементы (пайки, соединительные провода, крепежные детали и др.).

Учесть значительное число факторов, определяющих реальную надежность каждого узла рассчитываемой аппаратуры, можно при анализе влияния каждого элемента на изменение основных (выходных) параметров узла, что и является задачей полного расчета надежности.

При полном расчете надежности составляют (выписывают) перечень или, как иногда говорят, «матрицу» всех возможных состояний (гипотез) рассматриваемого узла. Затем из всех гипотез выбираются благоприятные, соответствующие случаю безотказной работы узла, и определяется вероятность безотказной работы узла (по внезапным или постепенным отказам).

Сущность метода, впервые предложенного Б. В. Васильевым [Л. 5], состоит в следующем. «Матрица» состояний аппаратуры, состоящей из N элементов, за промежуток времени t имеет вид:

Состояние H_0	(все элементы исправны)	$x_1, x_2, \ldots, x_N$	(30-141)
Состояние H_1	(элемент x_1 отказал, остальные исправны)	$\bar{x}_1, x_2, \ldots, x_N$	
Состояние H_2	(элемент x_2 отказал, остальные исправны)	$x_1, \bar{x}_2, \ldots, x_N$	
Состояние H_i	(i-й элемент отказал остальные исправны)	$x_1, x_2, \ldots, \bar{x}_i, \ldots, x$	
Состояние H_N	(элемент x_N отказал, остальные исправны)	$x_1, x_2, \ldots, \bar{x}_N$	
Состояние H_{12}	(вначале отказал элемент 1, затем элемент 2, остальные исправны)	$\bar{x}_1, \bar{x}_2, x_3, \ldots, x_N$	
Состояние H_{21}	(вначале отказал элемент 2, затем элемент 1, остальные исправны)	$\bar{x}_2, \bar{x}_1, x_3, \ldots, x_N$	
Состояние H_{13}		$\bar{x}_1, x_2, \bar{x}_3, \ldots, x_N$	
Состояние H_{31}		$\bar{x}_3, x_2, \bar{x}_1, \ldots, x_N$	
Состояние $H_{\alpha\beta}$		$x_1, \ldots, \bar{x}_\alpha, \ldots, \bar{x}_\beta, \ldots, x_N$	
Состояние $H_{\beta\alpha}$		$x_1, \ldots, \bar{x}_\beta, \ldots, \bar{x}_\alpha, \ldots, x_N$	

Состояние H_{123}	$\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, x_4, \ldots, x_N$
Состояние H_{132}	$\bar{x}_1, \bar{x}_3, \bar{x}_2, x_4, \ldots, x_N$
Состояние H_{213}	$\bar{x}_2, \bar{x}_1, \bar{x}_3, x_4, \ldots, x_N$
Состояние H_{231}	$\bar{x}_2, \bar{x}_3, \bar{x}_1, x_4, \ldots, x_N$
Состояние H_{312}	$\bar{x}_3, \bar{x}_1, \bar{x}_2, x_4, \ldots, x_N$
Состояние H_{321}	$\bar{x}_3, \bar{x}_2, \bar{x}_1, x_4, \ldots, x_N$
Состояние $H_{\alpha\beta\gamma}$	$x_1, \ldots, \bar{x}_\alpha, \ldots, \bar{x}_\beta, \ldots, \bar{x}_\gamma, \ldots, x_N$
Состояние $H_{N, N-1, \ldots, 2, 1}$	$\bar{x}_N, \bar{x}_{N-1}, \ldots \bar{x}_2, \bar{x}_1$

Как уже видно из записи матрицы (30-141), индекс x_i обозначает исправное состояние i-го элемента, индекс $\bar{x}_i$ — неисправное (состояние отказа, внезапного или постепенного). Комбинации строк матрицы, отмеченные скобками слева, характеризуют те события, которые отмечаются только последовательностью во времени отказа элементов (не при любой последовательности отказа элементов может прийти в неисправное состояние узел, блок и т. д. в случае, если его схема обладает функциональной избыточностью). В большинстве случаев расчета надежности РЭА, не имеющей «физического» резерва, редко случается, чтобы пришлось рассматривать гипотезу выше $H_{\alpha, \beta, \gamma}$.

Поскольку в матрице отражены все состояния (события), в которых может оказаться аппаратура, то она образует полную группу несовместных событий. Вероятность безотказной работы аппаратуры (блока, узла) будет равна:

$$P(t) = \sum_{i=0}^{k} p(H_i) + \sum_{\substack{\alpha=1 \\ \beta\neq\alpha}}^{m} p(H_{\alpha\beta}) + \sum_{\substack{\alpha=1 \\ \beta\neq\alpha\neq\gamma}}^{l} p(H_{\alpha,\beta,\gamma}) + \cdots,$$

где $p(H_i)$ — вероятность наступления за время t события H_i, при котором не происходит отказ аппаратуры вследствие отказа одного элемента (k — число таких событий);

$p(H_{\alpha\beta})$ — вероятность наступления за время t события $H_{\alpha\beta}$, при котором не происходит отказ аппаратуры вследствие отказа двух элементов (m — число таких событий);

$p(H_{\alpha\beta\gamma})$ — вероятность наступления за время t события $H_{\alpha\beta\gamma}$, при котором не происходит отказ аппаратуры вследствие отказа трех элементов (l — число таких событий).

Вычисление этих вероятностей в общем виде при произвольном законе распределения времени безотказной работы представляет собой достаточно громоздкую процедуру [Л. 5].

При условии, что поток отказов простейший, т. е. для наиболее важного для целей практики случая, вероятности событий H_i определяются по формуле:

$$p(H_i) = \frac{\lambda_i}{\sum\limits_{j=1}^{N} \lambda_j - \sum\limits_{\substack{j=1 \\ (j\neq i)}}^{N} \lambda_{j(i)}} \times \left(e^{-t \sum\limits_{\substack{j=1 \\ (j\neq i)}}^{N} \lambda_{j(i)}} - e^{-t \sum\limits_{i=1}^{N} \lambda_i} \right), \quad (30\text{-}142)$$

где λ_j — интенсивность отказов j-го элемента до момента времени, пока не отказал i-й элемент;

$\lambda_{j(i)}$ — интенсивность отказов j-го элемента после того, как отказал i-й элемент;

В чем смысл показателя надежности вида $\lambda_{j(i)}$? При отказе некоторых элементов схемы другие могут оказаться в более тяжелом режиме (например, отказ вентилятора обдува магнетрона не приводит непосредственно к отказу последнего, однако вследствие ужестчения теплового режима «интенсивность отказов» магнетрона может резко возрасти).

Вероятности событий $H_{\alpha\beta}$ и $H_{\alpha\beta\gamma}$ для случая простейшего потока отказов вычисляются по формулам:

$$p(H_{\alpha\beta}) = \frac{\lambda_{\beta(\alpha)}}{\sum\limits_{\substack{j\neq 1 \\ (j\neq\alpha)}}^{N} \lambda_{j(\alpha)} - \sum\limits_{\substack{j=1 \\ (j\neq\alpha,\beta)}}^{N} \lambda_{j(\alpha\beta)}} \times$$

$$\times\left\{\frac{\lambda_\alpha}{\sum\limits_{j=1}^{N}\lambda_j-\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta)}}\times\right.$$

$$\left.\times\left[e^{-t\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta)}}-e^{-t\sum\limits_{j=1}^{N}\lambda_j}\right]-p(H_{i=\alpha})\right\},\qquad(30\text{-}143)$$

где $\lambda_{j(\alpha)}$ — интенсивность отказов j-го элемента после того, как отказал элемент α;

$\lambda_{j(\alpha\beta)}$ — интенсивность отказов j-го элемента после того, как отказали элементы α и β;

λ_α — интенсивность отказов элемента α;

$p(H_{i=\alpha})$ — вероятность наступления за время t события H_α [определяется по формуле (30-142)];

$$p(H_{\alpha\beta\gamma})=\frac{\lambda_{\gamma(\alpha\beta)}}{\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta)}-\sum\limits_{\substack{j\neq1\\(j\neq\alpha,\beta,\gamma)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta\gamma)}}\times$$

$$\times\left\{\frac{\lambda_{\beta(\alpha)}}{\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha)}}^{N}\lambda_{j(\alpha)}-\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta,\gamma)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta\gamma)}}\times\right.$$

$$\times\left[\frac{\lambda_\alpha}{\sum\limits_{j=1}^{N}\lambda_j-\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta,\gamma)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta\gamma)}}\times\right.$$

$$\times\left(e^{-t\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta,\gamma)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta\gamma)}}-e^{-t\sum\limits_{j=1}^{N}\lambda_j}\right)-$$

$$\left.\left.-p(H_{i=\alpha})\right]-p(H_{\alpha\beta})\right\},\qquad(30\text{-}144)$$

где $\lambda_{j(\alpha\beta\gamma)}$ — интенсивность отказов j-го элемента после того, как отказали элементы α, β и γ.

Формулы (30-142)—(30-144) позволяют по аналогии написать выражение для определения вероятности любого события матрицы (30-141).

Поскольку матричный метод требует проведения тщательного анализа работоспособности аппаратуры, применяется следующий порядок расчета ее надежности: вначале производится раздельный расчет блоков (узлов); затем производится окончательный расчет в предположении, что данные блоки (узлы) являются элементами.

Средняя наработка до отказа аппаратуры в каждом из состояний определяется интегрированием выражений (30-142)—(30-144) в пределах $(0, \infty)$:

$$T'_0=\frac{1}{\sum\limits_{j=1}^{N}\lambda_j},$$

где T'_0 — средняя наработка до отказа в случае состояния H_0;

$$T_i=\frac{\lambda_i}{\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq i)}}^{N}\lambda_{j(i)}}T'_0.$$

где T_i — средняя наработка до отказа в состоянии H_i;

$$T_{\alpha\beta}=\frac{\lambda_{\beta(\alpha)}}{\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta)}}T_i,$$

где $T_{\alpha\beta}$ — средняя наработка до отказа в состоянии $H_{\alpha\beta}$;

$$T_{\alpha\beta\gamma}=\frac{\lambda_{\gamma(\alpha\beta)}}{\sum\limits_{\substack{j=1\\(j\neq\alpha,\beta,\gamma)}}^{N}\lambda_{j(\alpha\beta\gamma)}}T_{\alpha\beta},$$

где $T_{\alpha\beta\gamma}$ — средняя наработка до отказа в состоянии $H_{\alpha\beta\gamma}$.

Средняя наработка аппаратуры до отказа находится по очевидной формуле

$$T_0=T'_0+\sum_{i=1}^{k}T_i+\sum_{\substack{\alpha=1\\\beta\neq\alpha}}^{m}T_{\alpha\beta}+\sum_{\substack{\alpha=1\\(\beta\neq\alpha\neq\gamma)}}^{l}T_{\alpha\beta\gamma}+\dots$$

Например, при анализе работоспособности усилителя низкой частоты (рис. 30-33) можно сразу убедиться в следующем: если $R_к=0$ (короткое замыкание), то выходной параметр — коэффициент усиления $K_у=0$; если $R_а=\infty$ (обрыв в анодной цепи), то $K_у=0$; если $R_C=0$ ($R_C=\infty$), то $K_у=0$, и т. д. Значит, указанные состояния являются неблагоприятными и не должны учитываться при расчете вероятности безотказной работы усилителя по внезапным отказам. Но вот если произойдет обрыв в цепи конденсатора $C_к$ или конденсатора $C_э$, то коэффициент усиления и частотная характеристика усилителя изменяются, но в течение некоторого промежутка времени в ряде случаев могут остаться в пределах установленных допусков. Подчеркнем, что полный расчет целесообразно сопровождать дополнительными лабораторными испытаниями узлов, в процессе которых можно установить, какие из состояний узла не приводят к отказу. Такие испытания легко провести, пос-

ледовательно вводя искусственным путем, например, обрыв или короткое замыкание элементов. Предположим, что состояния, соответствующие случаю $C_к=\infty$ или $C_э=\infty$, в схеме усилителя не приводят к его отказу в течение заданного промежутка времени.

С учетом сказанного составим матрицу благоприятных состояний узла:

1) состояние H_0 — элементы $Л$, $R_а$, $R_э$, $R_к$, $C_э$, $C_к$, C, $R_с$ безотказны в течение заданного промежутка времени;

2) состояние H_1 — элементы $Л$, $R_а$, $R_э$, $R_к$, $C_э$, C, $R_с$ безотказны, элемент $C_к$ отказал ($C_к=\infty$);

3) состояние H_2 — элементы $Л$, $R_а$, $R_э$, $R_к$, $C_к$, C, $R_с$ безотказны, элемент $C_э$ отказал ($C_э=\infty$).

Состояние высшего типа, соответствующее одновременному отказу конденсаторов $C_к$ и $C_э$, считаем маловозможным.

Вероятность появления состояния H_0 равна:

$$p(H_0)=e^{-\sum_{i=1}^{N}\lambda_i t},$$

где $N=8$ — число элементов усилителя.

Вероятность состояния H_1 в соответствии с формулой (30-142) составляет:

$$p(H_1)=\frac{\lambda_{C_к}}{\sum_{j=1}^{8}\lambda_j-\left(\lambda'_Л+\lambda'_{R_а}+\lambda'_{R_э}+\lambda'_{R_к}+\lambda'_{C_к}+\lambda'_C+\lambda'_{R_с}\right)}\times\left(e^{-t\left(\lambda'_Л+\dots+\lambda'_{R_с}\right)}-e^{-t\sum_{j=1}^{8}\lambda_j}\right),$$

где $\lambda_{C_к}$ — интенсивность отказов конденсатора $C_к$;

$\lambda'_Л$ — интенсивность отказов лампы $Л$ после того, как отказал конденсатор $C_к$, и т. д.

В данном примере последействием отказа конденсатора $C_к$ можно в первом приближении пренебречь и положить $\lambda'_Л=\lambda_Л$ и т. д.

Подобным же образом можно записать вероятность состояния H_2 и найти вероятность безотказной работы усилителя за время t:

$$p(t)=p(H_0)+p(H_1)+p(H_2).$$

Нетрудно видеть, что вероятности $p(H_1)$ и $p(H_2)$ увеличивают суммарное значение вероятности безотказной работы, которое при приближенном поверочном расчете приравнивается вероятности $p(H_0)$ [см. формулу (30-134)]. Конечно, это увеличение будет только в случае, когда рассчитываемый блок (узел) имеет функциональное резервирование. Если его нет, то анализ матрицы состояний приведет к единственному благоприятному состоянию H_0.

Приближенный расчет на заданную надежность

Расчет аппаратуры на заданную надежность проводится на ранней стадии проектирования с целью определить, соответствует ли разработанная аппаратура требованиям, предъявляемым к ее надежности заказчиком, а также с целью получения исходных данных для выбора номенклатуры комплектующих элементов, режимов их работы. В процессе такого расчета может быть также принято решение о целесообразности применения резервных цепей.

Подобный расчет ведется «сверху вниз» от известного, заданного значения показателя надежности на аппаратуру в целом до неизвестных требуемых значений показателей надежности на блоки, узлы, элементы.

Пусть имеется аппаратура, состоящая из отдельных блоков, число которых составляет $n_{бл}$; задана величина вероятности $p(t)$ безотказной работы за время t. Поток отказов считаем простейшим.

а) Определяем допустимую величину наработки на отказ (средней наработки до отказа) аппаратуры. Так как $p(t)=\exp(-t/T_{ср})$, то

$$T_{ср}(T_0)=\left|\frac{1}{\ln p(t)}\right|.$$

б) Определяем допустимую величину параметра потока отказов (интенсивности отказов) аппаратуры:

$$\Lambda_{общ}=\frac{1}{T_{ср}};\quad \lambda_{общ}=\frac{1}{T_0}.$$

в) Найдем допустимые значения параметра потока отказов отдельных блоков.

Если предположить, что все блоки равнонадежны, то получим среднее допустимое значение параметра потока отказов блоков системы:

$$\overline{\Lambda}_{бл}=\frac{\Lambda_{общ}}{n_{бл}}. \tag{30-145}$$

Для определения допустимой величины параметра потока отказов j-го блока ($\Lambda_{j бл}$) можно воспользоваться двумя приемами.

Обычно к моменту разработки имеются данные по надежности образцов аппаратуры, которые находятся в эксплуатации и близки по конструкции и назначению к разрабатываемой аппаратуре.

Будем называть такие образцы предшествующими. Исходя из опыта эксплуатации предшествующих образцов, надежность того или иного блока может быть найдена с помощью весового коэффициента (δ_j), представляющего собой отношение доли от-

казов (m_j) данного блока, к среднему числу отказов ($m_{ср}$), приходящемуся на один блок:

$$\delta_j = \frac{m_j}{m_{ср}},$$

где $m_j = \frac{n_j}{\sum_{j=1}^{n'_{бл}} n_j} 100[\%]$ — доля отказов j-го блока (n_j — число отказов, зарегистрированных за определенный промежуток эксплуатации предшествующей аппаратуры в j-м блоке: $n'_{бл}$ — число блоков предшествующей аппаратуры, которое в общем случае может быть не равно числу блоков проектируемой аппаратуры);

$$m_{ср} = \frac{\sum_{j=1}^{n'_{бл}} m_j}{n'_{бл}} = \frac{100}{n'_{бл}} [\%]$$ — средний процент отказов на один блок.

Когда число блоков проектируемой аппаратуры не равно числу блоков предшествующей, то весовые коэффициенты должны быть вычислены с учетом однотипности блоков. Например, если часть задач, решаемых в предшествующей аппаратуре тем или иным блоком, «перенесена» при проектировании новой аппаратуры в другие блоки, то отказы соответствующих узлов предшествующей аппаратуры должны быть учтены при вычислении весовых коэффициентов блоков, решающих дополнительные задачи.

После определения весовых коэффициентов блоков системы вычисляется допустимое значение параметра потока отказов блоков:

$$\Lambda_{j\,бл} = \delta_j \overline{\Lambda}_{бл}. \qquad (30\text{-}146)$$

Пример. Имеется радиостанция, состоящая из пяти основных блоков: блок 1 — передатчик; блок 2 — приемник; блок 3 — антенна, блок 4—регистрирующее (индикаторное) устройство; блок 5 — блок питания.

За год работы станции зарегистрировано следующее число отказов по блокам: $n_1=50$; $n_2=20$; $n_3=10$; $n_4=15$; $n_5=5$. Эти данные используются для расчета надежности новой станции, аналогичной по конструктивным особенностям и назначению предшествующей. Требуется определить весовые коэффициенты и допустимые значения параметра потока отказов блоков новой однотипной станции, если к ней предъявлено требование, чтобы $T_{ср}=200$ *ч*.

Решение. Величина среднего допустимого значения параметра потока отказов на блок равна:

$$\overline{\Lambda}_{бл} = \frac{1}{200 \cdot 5} = 10^{-3}\ 1/ч.$$

Определим величины:

$$\sum_{j=1}^{5} n_j = n_1 + n_2 + n_3 + n_4 + n_5 = 100;$$

$$m_{ср} = \frac{100}{n_{бл}} = 20\%.$$

Значения m_j составляют:

$$m_1 = \frac{50}{100} 100 = 50\%; \quad m_2 = \frac{20}{100} 100 = 20\%; \quad m_3 = \frac{10}{100} 100 = 10\%; \quad m_4 = \frac{15}{100} 100 = 15\%; \quad m_5 = \frac{5}{100} 100 = 5\%.$$

Весовые коэффициенты равны:

$$\delta_1 = \frac{50}{20} = 2{,}5; \quad \delta_2 = \frac{20}{20} = 1; \quad \delta_3 = \frac{10}{20} = 0{,}5; \quad \delta_4 = \frac{15}{20} = 0{,}75;$$

$$\delta_5 = \frac{5}{20} = 0{,}25.$$

Допустимые значения параметра потока отказов блоков равны:

$$\Lambda_1 = \delta_1 \overline{\Lambda}_{бл} = 2{,}5 \cdot 10^{-3}\ 1/ч;$$

$$\Lambda_2 = 1 \cdot 10^{-3}\ 1/ч;$$

$$\Lambda_3 = 0{,}5 \cdot 10^{-3}\ 1/ч; \quad \Lambda_4 = 0{,}75 \cdot 10^{-3}\ 1/ч;$$

$$\Lambda_5 = 0{,}25 \cdot 10^{-3}\ 1/ч.$$

Этот пример показывает, что при проектировании новой станции труднее всего будет добиться высокой надежности работы передатчика, которому поэтому задается повышенное значение параметра потока отказов в сравнении со средним значением. Зато к другим блокам, которые сравнительно надежно работали в предшествующей станции, т. е. имеют некоторый «запас» надежности, предъявляются повышенные требования. В этом и заключается смысл введения весовых коэффициентов.

Но могут встретиться случаи, когда в проектируемой аппаратуре используются новые элементы. В этих случаях доли отказов блоков могут быть представлены в виде отношения числа основных элементов принципиальной схемы данного блока ($N_{осн.бл}$) к числу основных элементов всей аппаратуры ($N_{осн.а}$):

$$\delta_j = \frac{N_{осн.бл}/N_{осн.а}}{m_{ср}}.$$

При расчете весовых коэффициентов блоков важно учесть отказы или количество кабельных соединений. Если статистические данные по отказам кабельных соединений выделяются из числа отказов блоков, то можно все кабельные соединения при расчете надежности системы свести в отдельный условный блок.

г) Найдем допустимые значения параметра потока отказов элементов, комплектующих блоки, или типовых схем (модулей, микросхем).

Если имеется предшествующая аппаратура, то для стандартных категорий (типов) комплектующих элементов (электронные приборы, резисторы, конденсаторы, трансформаторы, реле, переключатели и др.) всегда можно найти по данным эксплуатации весовые коэффициенты:

$$\Delta_i = \frac{l_i}{l_{ср}},$$

где $l_i = \frac{m_i}{\sum\limits_{i=1}^{N_{кат}} m_i}$ — доля отказов i-й категории элементов (m_i — число отказов элементов данного типа, зарегистрированных за некоторый промежуток эксплуатации в том блоке, величина Δ_i которого определяется; $N_{кат}$ — число категорий комплектующих элементов данного блока);

$$l_{ср} = \frac{\sum\limits_{i=1}^{N_{кат}} l_i}{N_{кат}} = \frac{100}{N_{кат}} [\%]$$ — среднее число отказов по категориям элементов данного блока.

Средняя допустимая величина параметра потока отказов категорий элементов равна:

$$\overline{\Lambda}_{кат} = \frac{\Lambda_{j\,бл}}{N_{кат}}, \qquad (30\text{-}147)$$

а допустимая величина параметра потока отказов данной категории элементов составляет:

$$\Lambda_{i\,кат} = \Delta_i \overline{\Lambda}_{кат}.$$

С учетом формул (30-145)—(30-147) запишем последнюю формулу в виде

$$\Lambda_{i\,кат} = \Delta_i \delta_j \frac{\Lambda_{общ}}{n_{бл} N_{кат}}.$$

Каждая категория элементов в блоке может содержать какое-то количество однотипных элементов ($n_{iэл}$), следовательно, допустимая величина интенсивности отказов элементов i-й категории будет равна:

$$\lambda_{i\,эл} = \Delta_i \delta_j \frac{\Lambda_{общ}}{n_{бл} N_{кат} n_{i\,эл}}. \qquad (30\text{-}148)$$

При ориентировочном расчете можно пользоваться с целью определения весовых коэффициентов Δ_i данными по эксплуатации не только «предшествующей», но и другой аппаратуры, элементы которой работают в режимах, близких к режиму работы элементов проектируемой аппаратуры.

Если проектируемая система выполняется на типовых схемах (модулях), то расчет существенно упрощается. В этом случае под числом $N_{кат}$ подразумевается число категорий типовых схем (мультивибраторы, блокинг-генераторы, усилители и т. д.), а под числом $n_{iэл}$ — число однотипных схем (модулей).

Доведение расчета до значений интенсивности отказов элементов позволяет оценить возможность их использования в узлах и блоках аппаратуры, поскольку справочные данные по интенсивности отказов элементов, как правило, имеются в распоряжении конструктора. Если же полученная в результате расчета допустимая величина интенсивности отказов, являющаяся усредненной и соответствующая типовому режиму работы элементов, значительно больше той, которая дается в справочниках, то приходится принять одно из следующих решений: выбрать другие, более надежные элементы; облегчить режим работы элементов (защитить элементы от неблагоприятного воздействия внешних факторов); применить резервирование.

30-10. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ

Источники информации о надежности радиоэлектронной аппаратуры и ее элементов

Показатели надежности, рассмотренные в § 30-2—30-4, как оценка соответствующих вероятностных характеристик, могут быть получены только в результате опыта (эксперимента). Источниками информации для расчета показателей надежности аппаратуры и элементов являются:

статистические данные по отказам и неисправностям, получаемые при эксплуатации образцов РЭА;

статистические данные по отказам и исправностям, получаемые в результате специальных испытаний РЭА или элементов на надежность.

В процессе эксплуатации обычно накапливается значительная информация по отказам и неисправностям образцов РЭА, достаточная, вообще говоря, для получения значений показателей надежности с хорошей точностью. Эта информация является ценной, поскольку в ней отражены реальные условия и режимы работы аппаратуры, которые не всегда удается моделировать в лабораторных условиях. Правда, эти условия и режимы работы в ряде случаев слишком усредняются, поскольку одна группа экземпляров РЭА эксплуатируется, например, в условиях сухого и жаркого климата, другая — в условиях повышенной влажности приморских районов и т. д. Кроме того, показатели надежности можно определить, как правило, только после одного-двух лет эксплуатации образца РЭА. Потребность же в этих показателях особенно большая прежде всего на этапе приемки образца заказчиком и в начальный период эксплуатации

(для правильного планирования профилактических мероприятий, определения объема ЗИП и т. д.).

Наиболее достоверными и своевременными могли бы быть статистические данные, получаемые при специальных испытаниях большого количества экземпляров аппаратуры данного типа. Но при достаточно высокой надежности дорогостоящей аппаратуры подобные испытания обычно сложно организовать из-за экономических затруднений (чем выше надежность образца РЭА, тем большее количество экземпляров необходимо испытать). Специальные испытания на надежность проводятся при выпуске образцов РЭА большой серией и при сравнительно небольшой стоимости отдельного экземпляра аппаратуры. Такие испытания проводятся также для комплектующих элементов (резисторы, конденсаторы, ППП, приемо-усилительные лампы, реле и др.). Конечно, если бы имелись достоверные данные по интенсивности отказов всех комплектующих элементов, полученные в условиях лабораторных испытаний, а также поправочные коэффициенты для учета условий эксплуатации (типа графика рис. 30-31), то расчеты надежности давали бы исчерпывающую априорную информацию, которая позволяет значительно сократить объем испытаний как по числу экземпляров, так и по времени испытаний каждого из них.

В целом ряде случаев при расчете показателей надежности по экспериментальным данным имеется возможность постулировать тот или иной закон распределения случайной величины (например, если такой закон был определен для предшествующей аппаратуры). Если же закон распределения времени безотказной работы (времени выполнения операций по восстановлению аппаратуры и т. д.) неизвестен, то одной из задач обобщения экспериментальных данных является построение эмпирического закона распределения и проверки с помощью критериев согласия совпадения его с одним из теоретических законов (§ 30-5).

Определение показателей надежности по данным об отказах и неисправностях аппаратуры в процессе эксплуатации

При возникновении нарушений и восстановлении работоспособности РЭА в процессе эксплуатации, как правило, удается определить причину отказа или неисправности. Полученная при этом информация заносится в журнал учета нарушений работоспособности аппаратуры (аппаратный журнал) или карточку учета неисправностей [Л. 8, 13, 49]. Желательно, чтобы записывались следующие данные:

дата наблюдения;

наработка аппаратуры от предыдущего до возникшего отказа;

характеристика отказа (полный или частичный, внезапный или постепенный и т. д.);

предполагаемая причина возникновения отказа (отказ элемента, разрегулировка, обрыв в схеме и т. д.) и меры, принятые для восстановления работоспособности;

наименование отказавшего элемента (если он уже заменялся, то об этом обязательно указывается);

время, затраченное на восстановление аппаратуры (время, затраченное на обнаружение причины отказа, замену отказавшего элемента или регулировку, а также проверку работоспособности аппаратуры).

После определенного календарного срока эксплуатации аппаратуры по записям в аппаратных журналах или карточках учета неисправностей составляются сводные ведомости [Л. 13] и строятся временные диаграммы потока отказов для наблюдаемого числа экземпляров аппаратуры (типа рис. 30-3). Для каждого из экземпляров невосстанавливаемой аппаратуры будет зафиксирован только один отказ. Можно не строить временные диаграммы, а свести результаты обобщения данных в таблицу вида табл. 30-12, в которой в качестве примера сведены данные по внезапным отказам 10 экземпляров восстанавливаемой однотипной аппаратуры за один год эксплуатации.

При выборе экземпляров РЭА учитывалось, что они находились в одинаковых условиях (климат, режим работы) и прошли приемо-сдаточные испытания.

Если закон распределения времени безотказной работы известен по предшествующей аппаратуре, то табл. 30-12 дает достаточную исходную информацию для определения показателей безотказности. Подобную же таблицу необходимо иметь и для определения показателей ремонтопригодности.

Определение закона распределения времени безотказной работы. Для новых образцов РЭА целесообразно вначале найти теоретическое распределение времени безотказной работы (времени восстановления), не противоречащее полученным опытным данным. При этом приходится встречаться с затруднениями: почти всегда имеется хороший статистический материал для восстанавливаемой аппаратуры (см. табл. 30-12); для получения такого же материала в случае невосстанавливаемой аппаратуры потребовалось бы 125 экземпляров. В то же время для восстанавливаемой аппаратуры определение закона распределения времени безотказной работы связано с ошибками, если используются данные по всем отказам, так как вследствие восстановления аппаратуры, что статистически равносильно ее замене, статистические характеристики зависят не только от времени, но и от количества восстановлений (замен). Ошибки не получаются только в случае экспоненциального закона.

Для определения закона распределения вначале необходимо построить вариационный ряд значений наработки, размещая их в порядке возрастания от наименьшего значения (табл. 30-13).

Таблица 30-12

Номер отказа	Наработка до отказа, ч									
	Экз. № 1	Экз. № 2	Экз. № 3	Экз. № 4	Экз. № 5	Экз. № 6	Экз. № 7	Экз. № 8	Экз. № 9	Экз. № 10
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	50	24	72	71	20	123	50	25	45	70
2	220	49	22	50	148	75	74	150	49	148
3	20	74	50	125	75	111	48	250	25	50
4	48	24	100	180	122	124	49	50	95	190
5	48	222	24	100	47	98	120	20	50	46
6	18	23	99	72	98	175	68	73	122	149
7	148	99	23	70	120	25	198	22	24	25
8	75	48	170	200	21	18	245	150	71	100
9	98	99	92	73	99	74	98	—	124	50
10	22	49	148	23	193	172	22	—	100	20
11	200	98	174	24	170	119	125	—	98	72
12	73	—	74	—	23	68	19	—	149	75
13	165	—	—	—	140	72	—	—	48	210
14	98	—	—	—	—	118	—	—	74	—
15	—	—	—	—	—	73	—	—	45	—
16	—	—	—	—	—	148	—	—	—	—
Общая наработка, ч	1 283	809	1 055	988	1 277	1 593	1 116	710	1 119	1 409
Число отказов экземпляра	14	11	12	11	13	16	12	8	15	13
Наработка на отказ, ч	91,6	73,6	88	90	98,2	99,5	93	88,7	74,6	108,3

Таблица 30-13

№ пп.	Наработка до отказа, ч									
	Экз. № 1	Экз. № 2	Экз. № 3	Экз. № 4	Экз. № 5	Экз. № 6	Экз. № 7	Экз. № 8	Экз. № 9	Экз. № 10
1	18	23	22	23	20	18	19	20	24	24
2	20	24	23	24	21	25	22	22	25	25
3	22	24	24	50	23	68	48	25	45	46
4	48	48	50	70	47	72	49	50	45	50
5	48	49	72	71	75	73	50	73	48	70
6	50	49	74	72	98	74	68	150	49	72
7	73	74	98	73	99	75	74	150	50	74
8	75	98	99	100	120	98	99	220	71	100
9	98	99	100	125	122	111	120	—	74	148
10	98	99	148	180	140	118	125	—	95	149
11	148	222	170	200	148	119	198	—	98	190
12	165	—	174	—	170	123	245	—	100	210
13	200	—	—	—	193	124	—	—	122	250
14	220	—	—	—	—	148	—	—	124	—
15	—	—	—	—	—	172	—	—	149	—
16	—	—	—	—	—	175	—	—	—	—

По данным табл. 30-13 нетрудно построить эмпирическую функцию распределения времени работы между отказами, т. е. функцию $F^*(t)=P^*\{T\leqslant t\}$, где T — случайное время работы аппаратуры до отказа или между отказами (см. рис. 30-34).

Для построения функции $F^*(t)$ ось абсцисс разбивается на равные временные интервалы, ориентировочное значение которых можно найти по следующей формуле:

$$\Delta t=\frac{T_{\text{макс}}-T_{\text{мин}}}{1+3{,}3\lg N_1}, \qquad (30\text{-}149)$$

где $T_{\text{макс}}$ и $T_{\text{мин}}$ — максимальный и минимальный члены вариационного ряда соответственно;

N_1 — число членов вариационного ряда.

Например, для экземпляра № 1 $\Delta t = \dfrac{220-18}{1+3{,}3\lg 14} \approx 42$ *ч*. Вообще же для табл. 30-13 значения Δt колеблются у разных экземпляров аппаратуры примерно от 15 до 60 *ч*. Целесообразно выбрать некоторое среднее значение, за которое примем $\Delta t = 25$ *ч*. При вычислении значения эмпирической функции пользуются формулой

$$F^*(T \leqslant t_i) = \frac{k_i}{N}, \qquad (30\text{-}150)$$

где k_i — количество наблюдений, при которых время работы до отказа удовлетворяет условию $T \leqslant t_i = i\Delta t$ (i — номер интервала);

N — общее количество наблюдений.

В рассматриваемом случае $N = 14+11+12+11+13+16+12+8+15+13 = 125$. Для первого интервала (0—25 *ч*) число наблюдений со значением $T \leqslant 25$ *ч* равно $k_1 = m_1 = 25$, величина $F^*(T \leqslant 25\ ч) = \dfrac{k_1}{N} = \dfrac{25}{125} = 0{,}20$; для второго интервала (25—50 *ч*) число наблюдений со значением $25 < T \leqslant 50$ *ч* равно $m_2 = 20$, $k_2 = k_1 + m_2 = 45$, величина $F^*(T \leqslant 50\ ч) = \dfrac{k_2}{N} = \dfrac{45}{125} = 0{,}36$ и т. д. Нетрудно построить также экспериментальную кривую вероятности безотказной работы:

$$p^*(T > t_i) = 1 - \frac{k_i}{N}. \qquad (30\text{-}151)$$

Для дальнейших построений необходимо найти опытные значения средней наработки T_0^* до отказа и наработки на отказ $T_{ср}^*$. Для примера, представленного табл. 30-12, по формуле (30-13) находим:

$$T_0^* = \frac{\sum\limits_{i=1}^{10} t_i}{N_0} = \frac{550}{10} = 55\ ч.$$

Сравнивая это выражение со значениями $T_{ср}^*$, рассчитанными по формуле (30-22) и приведенными в табл. 30-12, видим, что наработка на отказ любого из экземпляров выше, чем средняя наработка до отказа. Это легко объясняется прежде всего тем, что начальный период эксплуатации РЭА всегда (даже если аппаратура прошла испытания на заводе-изготовителе) связан с повышенным числом отказов: продолжают выявляться скрытые дефекты производства и сказываются недостаточные навыки обслуживающего персонала в эксплуатации новой аппаратуры. Если считать, что после первого отказа каждый экземпляр восстановлен полностью и равнозначен новому экземпляру, то величину T_0^* можно определить по наработке каждого экземпляра между первым и вторым отказами, и т. д. Так, средняя наработка до отказа, вычисленная по данным наработки каждого экземпляра между вторым и третьим отказами, составляет:

$$T_0^* = \frac{\sum\limits_{i=1}^{10} t_i}{10} = \frac{793}{10} = 79{,}3\ ч.$$

Но статистический материал для определения величины T_0^* в данном случае крайне беден и получаемые результаты оказываются сравнительно случайными. Значительно более точно определяется по формуле (30-23) величина $T_{ср}^*$ для всех экземпляров аппаратуры:

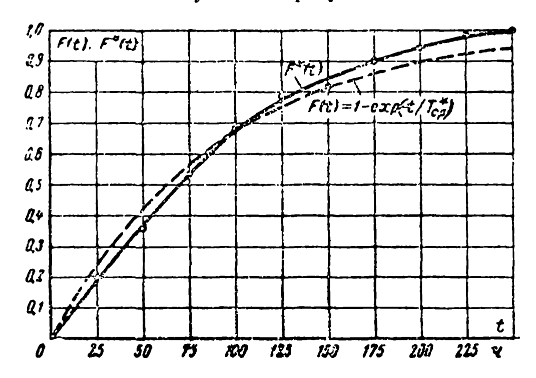


Рис. 30-34. Построение эмпирической функции распределения времени работы до отказа и сопоставление ее с теоретической кривой.

$$T_{ср}^* = \frac{\text{общая наработка всех экземпляров}}{\text{общее число отказов}} = \frac{11\,319}{125} \approx 90{,}5\ ч.$$

Вообще говоря, необходимо найти и опытное значение дисперсии времени безотказной работы:

$$\sigma_t^{*2} = \frac{1}{N_0 - 1}\sum_{i=1}^{N_0}(t_i - T_0^*)^2, \qquad (30\text{-}152)$$

где t_i — время наработки до отказа i-го экземпляра аппаратуры.

Если требуется знать дисперсию времени работы аппаратуры между отказами, то она находится по формуле

$$\sigma_t^{*2} = \frac{1}{N-1}\sum_{j=1}^{N}(t_j - T_{ср}^*)^2, \qquad (30\text{-}153)$$

где N — общее число отказов, зарегистрированных за наблюдаемый период эксплуатации по всем N_0 экземплярам аппаратуры;

t_j — время безотказной работы между j—1-м и j-м отказами, взятое из таблиц вида 30-12 или 30-13.

Если постулируется экспоненциальный закон надежности, то вычисление дисперсии по формуле (30-153) отнимает много времени, проще построить теоретическую функцию распределения и проверить сходимость эмпирической и теоретической кривых.

На рис. 30-34 построена по формуле $F(t)=1-\exp(-t/T^*_{ср})$ теоретическая функция распределения (пунктирная кривая) времени работы между отказами ($T^*_{ср}=90{,}5$ *ч*). Предположим, что построенное эмпирическое распределение $F^*(t)$ является также экспоненциальным. Проведем проверку данной гипотезы с помощью удобного в применении критерия согласия, называемого *критерием* χ^2 *Пирсона* [Л. 6, 13, 53]. Удобство этого критерия объясняется тем, что для построения теоретического распределения приходится пользоваться опытными параметрами (например, $T^*_{ср}$), а не соответствующими математическими ожиданиями, и другой критерий согласия, простой в применении, — *критерий Колмогорова* в этом случае дает завышенные оценки согласия [Л. 53].

При проверке согласованности теоретического и статистического распределений исходят из расхождения в i-м интервале между теоретическими (p_i) и статистическими (p^*_i) вероятностями. Если выбрать в качестве меры расхождения величину

$$\chi^2=\min\sum_{i=1}^{k}\frac{N}{p_i}\left(p^*_i-p_i\right)^2=$$

$$=\min\sum_{i=1}^{k}\frac{(m_i-Np_i)^2}{Np_i}, \qquad (30\text{-}154)$$

где m_i — число наблюдений в i-м временно́м интервале, k — число временны́х интервалов, то при больших N закон распределения для меры расхождения зависит только от числа интервалов k и при увеличении N приближается к хи-квадрат распределению (см. § 30-5).

На практике вместо формулы (30-154) пользуются приближенной

$$\chi^2\approx\sum_{i=1}^{k}\frac{(m_i-Np_i)^2}{Np_i}, \qquad (30\text{-}155)$$

в которой при расчете теоретических вероятностей найденные из опыта статистические параметры приравниваются соответствующим математическим ожиданиям (например, $T^*_{ср}=T_{ср}$).

Поскольку распределение χ^2 зависит от числа степеней свободы r распределения, то данное условие уменьшает их на единицу. Кроме того, всегда налагается очевидное условие $\sum_{i=1}^{k} p^*_i=1$, уменьшающее число r на единицу. Если налагается условие на совпадение теоретической и статистической дисперсий, то это также ограничивает число степеней свободы.

Число r находится из равенства:

$$r=k-s,$$

где s — число наложенных независимых связей (условий).

При проверке экспоненциального распределения $s=2$ (третье условие совпадает с первым).

Для распределения χ^2 составлены таблицы [Л. 6, 12, 13, 53], по которым для каждого значения χ^2 и числа r можно найти вероятность p того, что величина, распределенная по закону χ^2, превзойдет это значение (некоторые значения χ^2 приведены в табл. 30-16). Предположим, что случайная величина T распределена по постулируемому закону $F(t)$. Тогда вероятность p, найденная по таблице χ^2 распределения, есть вероятность того, что за счет чисто случайных факторов мера расхождения (30-155) будет не меньше, чем полученное опытное значение χ_2. Если эта вероятность мала, то результаты наблюдений следует считать противоречащими предложенной гипотезе, значит, величина T не распределена по закону $F(t)$. Если же вероятность p велика, то можно признать расхождения между теоретическим и эмпирическим распределениями несущественными, чисто случайными и принять гипотезу о том, что величина T действительно распределена по закону $F(t)$.

Для проверки согласованности функций $F(t)$ и $F^*(t)$, приведенных на рис. 30-34, составим статистический ряд:

№ пп.	Интервалы наработки аппаратуры, *ч*	Число случаев m_i, когда наработка до отказа попадает в данный интервал	Теоретическая вероятность p_i	Значение Np_i
1	0—25	25	0,24	30,0
2	25—50	20	0,18	22,1
3	50—75	23	0,14	17,5
4	75—100	17	0,11	13,7
5	100—125	12	0,08	10,0
6	125—150	10	0,06	7,5
7	150—175	6	0,04	5,0
8	175—200	6	0,04	5,0
9	200—225	4	0,03	3,7
10	225—250	2	0,02	2,5

При нахождении значений теоретических вероятностей p_i в каждом из интервалов в данном случае применялась формула:

$$p_i=\int_{t_{i-1}}^{t_i} f(t)\,dt=e^{-t_{i-1}/T^*_{ср}}-e^{-t_i/T^*_{ср}},$$

где $f(t)=\frac{1}{T^*_{ср}}e^{-t/T^*_{ср}}$ — плотность экспо-

ненциального распределения [см. формулу (30-44)]; t_i — правая граница i-го интервала.

Например, в первом интервале $p_i = e^{-0/90,5} - e^{-25/90,5} = 1 - 0,74 = 0,24$.

По формуле (30-155) находим:

$$\chi^2 = \frac{(25-30)^2}{30} + \frac{(20-22,1)^2}{22,1} + \frac{(23-17,5)^2}{17,5} + \frac{(17-13,7)^2}{13,7} + \frac{(12-10)^2}{10} + \frac{(10-7,5)^2}{7,5} + \frac{(6-5)^2}{5} + \frac{(6-5)^2}{5} + \frac{(4-3,7)^2}{3,7} + \frac{(2-2,5)^2}{2,5} = 5,21.$$

Число степеней свободы $r = k - s = 10 - 2 = 8$. По величинам χ^2 и r определяем из таблицы χ^2 распределения величину $p \approx 0,73$. Эта вероятность достаточно большая для того, чтобы считать правдоподобной гипотезу о распределении случайной величины T, представленной данными табл. 30-12, по экспоненциальному закону.

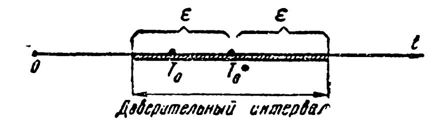


Рис. 30-35. Графическое представление доверительного интервала.

Оценка доверительных интервалов для показателей надежности. При ограниченном числе наблюдений рассчитываемые значения показателей надежности содержат элемент случайности, т. е. являются лучшей или худшей оценкой истинного значения определяемого показателя (математического ожидания). Поэтому при обработке опытных данных необходимо не только найти статистические значения показателей, но и определить величину возможной ошибки при замене неизвестного значения показателя его опытной оценкой. Для характеристики точности этой оценки пользуются понятием *доверительной вероятности*, представляющей собой вероятность того, что истинное значение показателя лежит в данном интервале, который называется доверительным.

Например, если оценивается средняя наработка до отказа T_0 с помощью опытного значения T_0^*, то двусторонний доверительный интервал находится из уравнения

$$P\{T_0^* - \varepsilon \leqslant T_0 \leqslant T_0^* + \varepsilon\} = \gamma, \quad (30\text{-}156)$$

где γ — доверительная вероятность;
ε — некоторое число.

Это уравнение показывает, что неизвестное значение параметра T_0 с вероятностью γ заключено в доверительном интервале $[T_0^* - \varepsilon;\ T_0^* + \varepsilon]$ (рис. 30-35).

Случай нормального распределения. Если время безотказной работы аппаратуры распределено по нормальному закону, то доверительный интервал для оценки средней наработки до отказа находится по формуле

$$T_0^* - z_\gamma \frac{\sigma_t}{\sqrt{n}} \leqslant T_0 \leqslant T_0^* + z_\gamma \frac{\sigma_t}{\sqrt{n}}, \quad (30\text{-}157)$$

где n — наблюденное число опытов (отказов);
σ_t — среднеквадратическое отклонение времени безотказной работы;
z_γ — квантиль нормального распределения, соответствующий вероятности γ и определяемый по формуле

$$p = \gamma = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z_{p=\gamma}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \text{ (см. табл. 30-14)}.$$

Пример. При лабораторных испытаниях 16 однотипных усилителей высокой частоты на «устойчивость» к постепенным отказам, которые фиксировались при выходе коэффициента усиления за пределы допусков (по ТУ), получены следующие значения времени безотказной работы:

Номер усилителя	Время t_i до отказа, ч	Номер усилителя	Время t_i до отказа, ч
1	1800	9	2060
2	2600	10	2830
3	1550	11	1750
4	1980	12	1670
5	2400	13	1460
6	1020	14	2200
7	2340	15	2600
8	1800	16	1940

Найдем оценку для средней наработки до отказа (по постепенным отказам) при доверительной вероятности $\gamma = 90\%$.

Предварительно найдем:

$$T_0^* = \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} t_i = 2\,000 \text{ ч};$$

$$\sigma_t^* = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{16} (t_i - T_0^*)^2}{16-1}} \approx 341 \text{ ч}.$$

Таблица 30-14

Некоторые квантили нормального распределения

γ	z_γ	γ	z_γ
0,80	1,282	0,96	2,053
0,85	1,439	0,97	2,169
0,90	1,643	0,98	2,325
0,91	1,694	0,99	2,576
0,95	1,960	0,9973	3,000

Из табл. 30-14 находим, что при $\gamma=0{,}9$ величина $z_\gamma=1{,}64$. В соответствии с формулой (30-157) получаем:

$$2\,000-1{,}64\frac{341}{\sqrt{16}}=1\,879\ ч\leqslant T_0\leqslant 2\,000+$$

$$+1{,}64\frac{341}{\sqrt{16}}=2\,121\ ч.$$

Следует ожидать, что в среднем в 90 из 100 случаев средняя наработка до отказа усилителей будет находиться в интервале 1 879—2 121 *ч*.

Поскольку в формулу (30-157) вместо неизвестного значения σ_t подставляется статистическое $\overset{*}{\sigma}_t$, то при числе опытов меньше 30 и большой дисперсии можно получить результат с ощутимой ошибкой. Более точный доверительный интервал в этом случае находится по формуле.

$$T_0^*-t_\gamma\frac{\overset{*}{\sigma}_t}{\sqrt{n}}\leqslant T_0\leqslant T_0^*+t_\gamma\frac{\overset{*}{\sigma}_t}{\sqrt{n}},\qquad (30\text{-}158)$$

где t_γ — квантиль распределения Стьюдента, определяемый по данной вероятности γ и числу «степеней свободы» $k=n-1$ (см. табл. 30-15).

Таблица 30-15

Некоторые квантили распределения Стьюдента

k	t_γ			
	γ=0,8	γ=0,9	γ=0,95	γ=0,99
2	1,886	2,920	4,303	9,925
6	1,440	1,943	2,447	3,707
10	1,372	1,812	2,228	3,169
15	1,341	1,753	2,130	2,950
20	1,325	1,725	2,086	2,845
25	1,316	1,708	2,060	2,790
30	1,310	1,697	2,042	2,750
40	1,303	1,684	2,021	2,704

В формуле (30-158) в отличие от (30-157) вместо неизвестной при обработке опытных данных величины σ_t подставляется известное значение $\overset{*}{\sigma}_t$.

Сравнение табл. 30-14 и 30-15 показывает, что при числе наблюдений больше 30 можно пользоваться при определении опытных данных формулой (30-157), не рискуя допустить существенную ошибку. Так, если при значениях $k=15$ и $\gamma=0{,}9$ величина $t_\gamma=1{,}75$, то при $k=40$ и $\gamma=0{,}9$ $t_\gamma=1{,}68$, а величина $z_\gamma=1{,}64$ (z_γ, очевидно, не зависит от числа опытов).

В случае последнего примера при $\gamma=0{,}9$ и $k=n-1=15$ величина $t_\gamma=1{,}75$ и доверительный интервал составляет:

$$1851\ ч\leqslant T_0\leqslant 2149\ ч.$$

Доверительный интервал для неизвестного значения дисперсии (σ_t^2) времени безотказной работы определяется по формуле

$$\frac{n\overset{*}{\sigma}{}_t^2}{\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}(r=n-1)}\leqslant\sigma_t^2\leqslant\frac{n\overset{*}{\sigma}{}_t^2}{\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}(r=n-1)},\qquad (30\text{-}159)$$

где n — число наблюдений;

$\chi^2_{\frac{\alpha}{2}\left(1-\frac{\alpha}{2}\right)}(r)$ — величина, определяемая

по таблице χ^2 распределения при числе степеней свободы $r=n-1$ и вероятности p, приравниваемой соответственно величинам $\alpha/2$ или $1-\alpha/2$ ($\alpha=1-\gamma$ — так называемый *уровень значимости*, оценивающий значимость «допускаемой» ошибки).

В табл. 30-16 приведены для примера некоторые значения $\chi_p^2(r)$.

Таблица 30-16

Некоторые значения χ_p^2 (r)

Число степеней свободы, r	Вероятность p				
	0,05	0,1	0,7	0,9	0,95
2	6,0	4,6	0,7	0,2	0,1
4	9,5	7,8	2,2	1,1	0,7
6	12,6	10,6	3,8	2,2	1,6
8	15,5	13,4	5,5	3,5	2,7
10	18,3	16,0	7,3	4,9	3,9
12	21,0	18,5	9,0	6,3	5,2
14	23,7	21,1	10,8	7,8	6,6
15	25,0	22,3	11,7	8,5	7,3
16	26,3	23,5	12,6	9,3	8,0
18	28,9	26,0	14,4	10,8	9,4
20	31,4	28,4	16,3	12,4	10,9
25	37,7	34,4	20,9	16,5	14,6
30	48,8	40,3	25,5	20,6	18,5

Для условий рассмотренного примера найдем доверительный интервал значений σ_t^2, согласующихся с опытными данными.

Число степеней свободы $r=n-1=15$, $\alpha=1-\gamma=0,1$. Из табл. 30-16 находим:

$$\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}(n-1)=\chi^2_{0,05}(15)=25,0;$$

$$\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}(n-1)=\chi^2_{0,95}(15)=7,3.$$

По формуле (30-159) получаем:

$$\frac{16\cdot 341^2}{25,0}=75\,984\leqslant\sigma_t^2\leqslant\frac{16\cdot 341^2}{7,5}=253\,370.$$

Нагляднее оценку производить по величине среднеквадратического отклонения. При этом

$$275,6\ ч\leqslant\sigma_t\leqslant 503,3\ ч.$$

Этот пример показывает, что значения σ_t с достоверностью 90% лежат в интервале 275—503 *ч*. Такой большой интервал возможных значений среднеквадратического отклонения объясняется недостаточным объемом статистического материала.

Случай экспоненциального распределения. При простейшем потоке отказов доверительный интервал для оценки параметров T_0 и $T_{ср}$ определяется неравенством [Л. 12]

$$\frac{2t_n}{\chi^2_{\frac{\alpha}{2}}(r=2n)}\leqslant T_0(T_{ср})\leqslant$$

$$\leqslant\frac{2t_n}{\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}(r=2n)},\qquad(30\text{-}160)$$

где t_n — суммарное время наработки аппаратуры по n наблюдениям (если аппаратура невосстанавливаемая, то число n совпадает с числом экземпляров аппаратуры N_0, у которых были зарегистрированы отказы);

$\chi^2_{\frac{\alpha}{2}\left(1-\frac{\alpha}{2}\right)}(r=2n)$ — величина, определяемая по таблице хи-квадрат распределения при числе степеней свободы $r=2n$ и вероятности p, приравниваемой соответственно $\alpha/2$ или $1-\alpha/2$.

Пример. Найдем по данным табл. 30-12 доверительный интервал для средней наработки до отказа T_0, если доверительная вероятность $\gamma=90\%$.

Ранее были найдены значения $t_{N0}=550$ *ч*, $T_0^*=55$ *ч*. По табл. 30-16 для числа степеней свободы $r=2N_0=20$ и $\gamma=0,9$ определяем:

$$\chi^2_{\alpha/2}(2N_0)=\chi^2_{0,05}(20)=31,4;$$

$$\chi^2_{1-\alpha/2}(2N_0)=\chi^2_{0,95}(20)=10,9.$$

По формуле (30-160) получим для $\gamma=0,9$:

$$\frac{2\cdot 550}{31,4}\approx 35\ ч\leqslant T_0\leqslant\frac{2\cdot 550}{10,9}\approx 100\ ч.$$

Можно сделать следующий вывод: в данном случае с достоверностью 90% неизвестное оцениваемое значение T_0 лежит в пределах 35—100 *ч*. Интервал получился слишком большим в связи с явно недостаточным объемом статистического материала.

Поскольку таблицы χ^2 распределения обычно приводятся для числа $r\leqslant 30$, то при числе наблюдений больше 15 величину $\chi^2_p(r)$ находят по формуле:

$$\chi^2_p(r)\approx\frac{1}{2}\left(z_\gamma\pm\sqrt{2r-1}\right)^2,\qquad(30\text{-}161)$$

где z_γ — квантиль нормального распределения;

p — вероятность, равная $\alpha/2$ или $1-\alpha/2$, причем в первом случае в формуле (30-161) берется знак плюс, во втором — минус.

Пример. Найдем по данным табл. 30-12 доверительный интервал для оценки наработки на отказ $T_{ср}$, если доверительная вероятность $\gamma=0,9$.

Ранее были найдены значения $t_{n=N}=11319$ *ч*, $T^*_{ср}=90,5$ *ч*. По формуле (30-161) найдем значения $\chi^2_p(r)$ с учетом того, что при $\gamma=0,9$ величина $z_\gamma=1,64$ (см. табл. 30-14):

$$\chi^2_{\alpha/2}(r=2N)=\chi^2_{0,05}(250)=$$

$$=\frac{1}{2}\left(1,64+\sqrt{2\cdot 250-1}\right)^2\approx 285,5;$$

$$\chi^2_{1-\frac{\alpha}{2}}(r=2N)=\chi^2_{0,95}(250)=$$

$$=\frac{1}{2}\left(1,64-\sqrt{2\cdot 250-1}\right)^2\approx 235,4.$$

По формуле (30-160) находим:

$$\frac{2\cdot 11\,319}{285,5}\approx 79,5\ ч\leqslant T_{ср}\leqslant\frac{2\cdot 11\,319}{235,4}\approx$$

$$\approx 96,3\ ч,$$

т. е. неизвестное значение $T_{ср}$ с достоверностью 90% находится очень близко от опытного значения $T_{ср}=90,5$ *ч*.

Сравнение результатов двух последних примеров показывает, насколько большое значение для получения точных показателей надежности имеет объем статистического материала.

Иногда требуется знать только нижнюю доверительную границу для параметра

$T_0(T_{cp})$. В этом случае

$$T_0(T_{cp}) > \frac{2t_n}{\chi^2_\alpha(r = 2n)}. \quad (30\text{-}162)$$

Двусторонний доверительный интервал для оценки вероятности безотказной работы при ориентировочных расчетах определяется по формуле

$$\exp\left[-\frac{\chi^2_{\alpha/2}(r)\,t}{2t_n}\right] \leqslant p(t) \leqslant \exp\left[-\frac{\chi^2_{1-\alpha/2}(r)\,t}{2t_n}\right]. \quad (30\text{-}163)$$

В случае оценки по односторонней границе формула имеет вид:

$$p(t) > \exp\left[-\frac{\chi^2_\alpha(r)\,t}{2t_n}\right]. \quad (30\text{-}164)$$

Если поток моментов окончания операций по обслуживанию аппаратуры может быть принят за простейший, то показатели ремонтопригодности оцениваются с помощью формул, аналогичных формулам (30-160)—(30-164).

Определение показателей надежности аппаратуры при специальных испытаниях

Многообразие факторов, определяющих надежность РЭА, затрудняют расчет показателей надежности, которые при этом находятся с большой погрешностью. Поэтому в тех случаях, когда это представляется возможным и необходимым, проводятся специальные испытания аппаратуры на надежность. Эти испытания включают в себя комплекс мероприятий, выполняемых с целью выявления в аппаратуре схемно-конструктивных и производственных недостатков, своевременное устранение которых, во-первых, позволяет повысить ее надежность, и, во-вторых, проверить соответствие реальных показателей надежности заданным.

Все методы специальных испытаний на надежность можно разделить на *лабораторные* (заводские) и *эксплуатационные*. Лабораторные испытания могут быть *нормальными*, при которых обеспечивается нормальный, близкий к эксплуатационному режим работы испытываемых экземпляров аппаратуры, и *ускоренными*, в процессе которых в элементах (узлах, блоках) устанавливаются более тяжелые (по сравнению с эксплуатационными) режимы работы, что обеспечивает быстрое накопление необходимых статистических данных. В ряде случаев при лабораторных испытаниях с целью определения влияния отказов отдельных элементов (узлов) на функционирование аппаратуры прибегают к искусственному введению отказов (обрыв, короткое замыкание, уход параметров, разрегулировка и т. д.). При лабораторных испытаниях воздействующие факторы (ударно-вибрационные, температурные, климатические и др.) имитируются последовательно (раздельно), что неравнозначно их одновременному воздействию.

Эксплуатационные испытания проводятся в реальных условиях эксплуатации (например, на носителе аппаратуры) или в условиях одновременной и хорошей имитации всех воздействующих факторов, имеющих место при эксплуатации аппаратуры. Эти испытания проводятся совместно представителями заказывающих и промышленных организаций и, как правило, совмещаются с другими видами испытаний РЭА. Поскольку эксплуатационные испытания обычно проводятся на головной партии экземпляров (до внедрения образца в серийное производство), то в случае определения при испытаниях показателей надежности может быть принято решение о принятии или непринятии аппаратуры заказчиком. Испытания на надежность могут проводиться и после внедрения аппаратуры на серийное производство в сроки, предусмотренные техническими условиями. Такие испытания называются *контрольными*.

Особенностью лабораторных и эксплуатационных испытаний на надежность является ограничение по числу привлекаемых к испытаниям экземпляров аппаратуры, а также по длительности испытаний. В связи с этим испытания на надежность являются *выборочными*, т. е. испытаниям подвергаются не все экземпляры партии, которую можно отнести к генеральной совокупности (число экземпляров в ней должно быть велико), а только некоторая, случайным образом отобранная часть экземпляров, называемая *выборкой*.

В случае, если поток отказов испытываемой аппаратуры может рассматриваться как простейший, *при организации испытаний можно пользоваться следующим принципом, вытекающим из выражения* (30-20):

основные показатели надежности по результатам испытаний большого числа однотипных невосстанавливаемых экземпляров аппаратуры (каждый испытывается до первого отказа) приближаются к соответствующим показателям, полученным по результатам испытаний одного (нескольких) восстанавливаемого экземпляра аппаратуры при условии, что число отказов в обоих случаях одинаково.

С учетом этого принципа испытания на надежность можно проводить, вообще говоря, только на одном восстанавливаемом экземпляре аппаратуры. При этом выборка будет совпадать с числом циклов испытаний, в каждом из которых аппаратура работает до отказа, после чего восстанавливается.

Испытания невосстанавливаемых в процессе эксплуатации типов аппаратуры, вообще говоря, могут также проводиться с помощью одного экземпляра, если поток отказов простейший. Это важное правило широко используется на практике. Конечно, для достаточно надежной аппаратуры время таких испытаний получается чрезмерно

Таблица 30-17

Некоторые значения η ($\times 100$) в зависимости от величин c, α и β [Л. 25]

c	$\alpha=\beta=0,05$	$\alpha=0,05$, $\beta=0,10$	$\alpha=\beta=0,10$	$\alpha=0,20$, $\beta=0,10$	c	$\alpha=\beta=0,05$	$\alpha=0,05$ $\beta=0,10$	$\alpha=\beta=0,10$	$\alpha=0,20$, $\beta=0,10$
0	1,7	2,2	4,6	9,7	14	42	46	51	58
1	7,5	9,1	14	21	16	45	48	53	60
2	13	16	21	29	18	47	50	55	62
4	22	25	30	39	20	48	52	57	63
6	28	31	37	45	30	55	59	63	69
8	32	36	42	50	40	60	63	67	72
10	36	40	45	53	80	69	72	75	79
12	40	43	49	56	100	72	74	77	81

большим и испытания проводятся не на одном, а на нескольких экземплярах.

Точность результатов испытаний зависит от двух факторов: объема испытаний (числа экземпляров аппаратуры или числа циклов испытаний аппаратуры, восстанавливаемой после каждого отказа) и условий испытаний (близость условий к реальным, эксплуатационным). Особенно важно правильно определить объем испытаний.

Испытания при фиксированном времени (поток отказов — простейший). Пусть в процессе испытаний необходимо определить, удовлетворяет или нет требованиям по наработке на отказ (параметру потока отказов) предъявленная аппаратура. Считаем, что аппаратура в процессе испытаний может восстанавливаться, поэтому испытывается одно изделие за фиксированное время $T_и$:

$$T_и = t_1 + t_2 + \ldots + t_n, \qquad (30\text{-}165)$$

где n — суммарное число отказов (объем выборки).

При таком способе испытаний требуется установить время $T_и$ и оценочный норматив $T_{ср.н}$ так, чтобы обеспечивались интересы (риск) поставщика и заказчика аппаратуры при заданных значениях $T_{ср.зад}$ и $T_{ср.мин}$.

Оценочный норматив устанавливается с учетом того, что при заданных требованиях поставщика и заказчика результаты испытаний с определенным риском оцениваются как удовлетворяющие требованиям по надежности, если

$$T^*_{ср} = \frac{T_и}{n} \geqslant T_{ср.н}, \qquad (30\text{-}166)$$

и как не удовлетворяющие требованиям, если

$$T^*_{ср} < T_{ср.н}. \qquad (30\text{-}167)$$

Риск поставщика α равен вероятности того, что хорошая (надежная) партия аппаратуры по результатам испытаний будет оценена как неудовлетворяющая требованиям по надежности; *риск заказчика* β равен вероятности того, что плохая (ненадежная) партия будет оценена как удовлетворяющая требованиям по надежности. Часто принимают $\alpha=\beta=10\%$. Вообще говоря, значения α и β могут быть не равны друг другу и определяются в соответствии со значениями максимально допустимой доли дефектных экземпляров в партии [Л. 49].

Значение $T_{ср.зад}$ соответствует заданной заказчиком величине наработки на отказ (желаемый уровень), а значение $T_{ср.мин}$ соответствует минимально возможной наработке на отказ (это значение также устанавливается заказчиком аппаратуры по согласованию с поставщиком или определяется расчетом [Л. 25, 49]).

Время испытаний и оценочный норматив находится по формулам:

$$T_и = a_1 T_{ср.зад}; \qquad (30\text{-}168)$$

$$T_{ср.н} = q_1 T_{ср.зад},$$

где a_1 и q_1 находится с помощью табл. 30-17 и 30-18 [Л. 25] по данным α, β и $\eta = T_{ср.мин}/T_{ср.зад}$. При этом вначале по табл. 30-17 определяется допустимое (приемочное) число c отказов по данным α, β и η, а затем по табл. 30-18 — значения a_1 и q_1.

Таблица 30-18

Некоторые значения a_1 и q_1 в зависимости от величин c, α [Л. 25]

c	Значения a_1 при $\alpha=0,1$	Значения q_1 при $\alpha=0,1$	c	Значения a_1 при $\alpha=0,1$	Значения q_1 при $\alpha=0,1$
0	0,11	—	14	10	0,74
1	0,50	0,50	16	12	0,75
2	1,10	0,55	18	14	0,76
4	2,40	0,61	20	15	0,77
6	3,90	0,65	30	24	0,80
8	5,40	0,68	40	33	0,82
10	7,00	0,70	80	70	0,87
12	8,60	0,72	100	88	0,88

Пример. На испытания поступил экземпляр аппаратуры. По их результатам требуется принять решение, соответствует или нет аппаратура требованиям $T_{ср.зад}=100$ *ч* ($T_{ср.мин}=75$ *ч*), если $\alpha=\beta=0,1$. Определить

требуемые значения времени испытаний и оценочного норматива.

Решение. Находим значение $\eta=T_{ср.мин}/T_{ср.зад}=\frac{75}{100}=0{,}75$. По табл. 30-17 определяем для $\alpha=\beta=0{,}1$ и $\eta=0{,}75$ число $c=80$. По табл. 30-18 для $c=80$ и $\alpha=\beta=0{,}1$ находим значения $a_1=70$, $q_1=0{,}87$.

По уравнениям (30-168) получаем:

$$T_{и} = a_1 T_{ср.зад} = 70 \cdot 100 = 7\,000 \text{ ч};$$

$$T_{ср.и} = q_1 T_{ср.зад} = 0{,}87 \cdot 100 = 87 \text{ ч}.$$

Из этого примера ясна и процедура испытаний: необходимо испытывать экземпляр в течение 7 000 *ч*, и если при этом он не откажет более 80 раз [см. формулу (30-166)], то заказчик и поставщик соглашаются, что аппаратура имеет показатели безотказности, удовлетворяющие требованиям. Но такие испытания нельзя признать целесообразными, поскольку их длительность, видимо, превысит один год (с учетом времени, затрачиваемого на профилактические и ремонтные работы).

В данном случае потребовалось бы не менее 10 однотипных экземпляров аппаратуры с тем, чтобы за приемлемое время (менее 2 мес.) провести испытания. Если речь идет об очень дорогостоящей и малосерийной аппаратуре, то проведение испытаний по рассмотренному методу не представляется целесообразным.

Испытания при фиксированном числе отказов (поток отказов — простейший). При таком виде испытаний требуется установить объем выборки (N) и допустимое при испытаниях число отказов c (оценочный норматив) при заданных значениях $T_{ср.зад}$, $T_{ср.мин}$ и допустимой доли дефектных изделий q_0. Величина q_0 должна задаваться в ТЗ на аппаратуру и соответствовать максимально допустимой вероятности отказа аппаратуры за время t. Объем испытаний устанавливается следующим образом. По известным величинам η, α и β с помощью табл. 30-17 находится число c, а затем по значениям c и α из табл. 30-18 определяется величина a_1. Объем выборки рассчитывается с помощью формулы

$$N=\frac{a_1}{q_0}. \qquad (30\text{-}169)$$

Пример. Заданы $\alpha=\beta=0{,}1$; $T_{ср.зад}=100$ *ч*, $T_{ср.мин}=75$ *ч*, допустимая вероятность отказа за время $t=5$ *ч* q_0 (5 *ч*) $=0{,}07$. Требуется определить оценочный норматив c и число экземпляров аппаратуры в выборке.

Решение. Из табл. 30-17 находим по значениям $\alpha=\beta=0{,}1$ и $\eta=0{,}75$ число $c=80$. Из табл. 30-18 по значениям $c=80$ и $\alpha=0{,}1$ находим величину $a_1=70$.

По уравнению (30-169) определяем:

$$N=\frac{a_1}{q_0}=\frac{70}{0{,}07}=1\,000.$$

В данном случае процедура испытаний заключается в том, что к испытаниям одновременно привлекаются 1 000 экземпляров, каждый из которых испытывается в течение указанного в ТЗ времени $t=5$ *ч*. Если за это время откажет более 80 экземпляров, то партия бракуется как ненадежная. Нетрудно видеть, что в большинстве случаев подобный вид испытаний неприемлем.

Испытания при допустимом числе отказов $c=0$. Если заданным показателем надежности является вероятность $p_{зад}(t)$ безотказной работы за время t, то при условии, что в процессе испытаний на надежность не откажет ни один из экземпляров аппаратуры, для ее принятия как надежной надо испытать выборку минимальным объемом N [Л. 12]:

$$N=\left|\frac{\ln(1-\gamma)}{\ln p_{зад}(t)}\right|, \qquad (30\text{-}170)$$

где γ — доверительная вероятность.

При выводе формулы (30-170) накладывалось условие, что аппаратура является высоконадежной.

Если показатель надежности задан в виде $T_{0зад}$, то при простейшем потоке отказов объем выборки составляет:

$$N=\left|\frac{\ln(1-\gamma)}{t}T_{0\,зад}\right|, \qquad (30\text{-}171)$$

где t — заданное оперативное время безотказной работы.

Пример. Определить число испытываемых экземпляров аппаратуры, если требуемая наработка до отказа $T_{0зад}=100$ *ч*, требуемое оперативное время работы $t=5$ *ч*, достоверность $\gamma=90\%$.

Решение. По формуле (30-171) находим минимальное число экземпляров выборки:

$$N=\left|\frac{\ln 0{,}1}{5}100\right|=46.$$

Процедура испытаний здесь следующая: каждый из 46 экземпляров испытывается в течение 5 *ч*. Если ни один из них за это время не отказывает, аппаратура считается выдержавшей испытания. Если произвести сравнение этого результата с результатами предшествующего примера, то при экспоненциальном законе при $t=5$ *ч* и $T_{0зад}=100$ *ч* заданное значение вероятности безотказной работы $p_{зад}(t)\approx 0{,}99$, что соответствует вероятности отказа $q(t)=0{,}01$, при $t=5$ *ч* и $T_{0мин}=75$ *ч* $q_{0макс}(t)=0{,}07$. Таким образом, по условиям оба примера близки, а объем выборки в последнем случае примерно в 20 раз меньше. Даже с учетом тех ограничений, при которых получена формула (30-171), можно сделать вполне определенный вывод: наиболее экономичным (с точки зрения числа экземпляров в выборке) является вид испытаний при числе отказов, равном нулю. Если каждый экземпляр подвергать k циклам испытаний ($k=N/t$), то при

этом испытания могут стать сравнительно небольшими по числу привлекаемых экземпляров аппаратуры и времени испытаний каждого экземпляра. Так, в случае последнего примера для испытаний можно взять всего 5 экземпляров аппаратуры, подвергнув каждый 10 циклам испытаний по 5 *ч* каждый. Если при этом не произойдет ни одного отказа, то аппаратура будет считаться выдержавшей испытания.

Последовательные испытания. В предыдущих случаях число опытов не зависело от результатов наблюдений и планировалось до испытаний. *Последовательные испытания* [Л. 4] характерны тем, что число опытов зависит от результатов наблюдений и является здесь случайной величиной. Поэтому последовательные испытания более экономичны по сравнению с рассмотренными видами испытаний.

Сущность метода состоит в том, что после каждого очередного опыта (цикла, отказа и т. д.) проводятся вычисления (используются готовые графики), позволяющие принять одно из следующих решений:

признать правильной основную, так называемую *нулевую гипотезу*, т. е. признать надежность аппаратуры удовлетворяющей поставленным требованиям;

признать правильной *альтернативную (конкурирующую) гипотезу*, т. е. признать надежность аппаратуры недостаточной;

продолжать испытания до того, как удастся принять нулевую или альтернативную гипотезу.

Как и прежде, при последовательных испытаниях определяются вероятности α (риск поставщика) и β (риск заказчика), величины $T_{0зад}(T_{ср.зад})$ и $T_{0мин}(T_{ср.мин})$.

Последовательные испытания основаны на оценке *отношения правдоподобия*:

$$\frac{p_{1,n}}{p_{0,n}},$$

где $p_{1,n}$ — вероятность появления n отказов при правильности альтернативной гипотезы;

$p_{0,n}$ — вероятность появления n отказов при правильности нулевой гипотезы.

В случае, если при испытаниях окажется, что

$$\frac{p_{1,n}}{p_{0,n}} \leqslant \frac{\beta}{1-\alpha}, \qquad (30\text{-}172)$$

испытания прекращаются и принимается нулевая гипотеза (аппаратура принимается).

В случае, если окажется, что

$$\frac{p_{1,n}}{p_{0,n}} \geqslant \frac{1-\beta}{\alpha}, \qquad (30\text{-}173)$$

испытания прекращаются и принимается альтернативная гипотеза (надежность аппаратуры ниже поставленных требований).

Наконец, испытания необходимо продолжать, если

$$\frac{\beta}{1-\alpha} < \frac{p_{1,n}}{p_{0,n}} < \frac{1-\beta}{\alpha}. \qquad (30\text{-}174)$$

Если известен (постулируется) закон для вероятности $p_{1,n}$ и $p_{0,n}$, то легко построить графики приемочного контроля, по которым можно после каждого опыта принять одно из трех вышеуказанных решений. Так, в случае простейшего потока отказов эти вероятности вычисляются по закону Пуассона [формула (30-42)] и отношение правдоподобия

$$\frac{p_{1,n}}{p_{0,n}} = \left(\frac{T_{0\,зад}}{T_{0\,мин}}\right)^n e^{-\left(\frac{1}{T_{0\,мин}} - \frac{1}{T_{0\,зад}}\right) t_n},$$

где t_n — накопленное время при n отказах.

В соответствии с формулами (30-172) — (30-174) строятся графики приемочного контроля, как, например, на рис. 30-36. Этот график построен для случая, когда $T_{0зад}/T_{0мин}=1{,}3$; $\alpha=\beta=0{,}1$.

Пусть, например, испытывается выборка аппаратуры из 20 экземпляров. В течение наработки $t_n=6T_{0зад}$ произошло 4 отказа (точка *1* на графике рис. 30-36): испытания необходимо продолжать. В течение наработки $t_n=13\,T_{0зад}$ произошло 8 отказов: график приемочного контроля показывает, что испытания можно прекратить и признать надежность испытываемой аппаратуры достаточной.

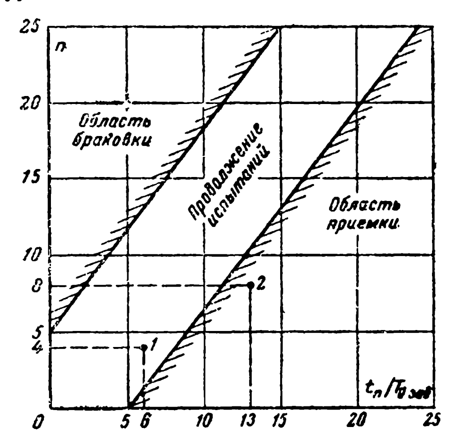


Рис. 30-36. График приемочного контроля при последовательных испытаниях.

Как и раньше, при последовательных испытаниях возможны два варианта:

каждый экземпляр из N_0 поставленных на испытания нарабатывает до момента отказа (фиксируется время наработки до отказа);

каждый из экземпляров или даже один экземпляр испытываются многократно при

восстановлении аппаратуры после возникновения отказа (фиксируется интервал наработки между отказами).

Вопросы планирования, организации и проведения испытаний на надежность являются многогранными и достаточно подробно рассмотрены в специальной литературе [Л. 6, 14, 25, 49, 54, 56]. Целый ряд из них, например вопросы испытания сложных высоконадежных систем, изготавливаемых малой серией, еще практически не решены.

Ускоренные испытания. Одним из эффективных путей сокращения длительности испытаний на надежность являются ускоренные испытания, которые проводятся при электрических (или внешних) нагрузках на элементы и узлы, превышающих номинальные значения, оговоренные в ТЗ (ТУ). Ускоренные испытания могут проводиться как с целью определения количественних показателей надежности, так и с целью выявления наиболее «слабых звеньев», что позволяет произвести доработку аппаратуры и повысить ее надежность.

Известно, что при увеличении электрических или внешних нагрузок среднее время до отказа каждого из элементов аппаратуры уменьшается. В результате, если для проведения нормальных испытаний требуется время испытаний, равное t_n, при меньшей средней наработке до отказа аппаратуры при ускоренных испытаниях $T_{0у}$ потребуется меньшее время $t_{nу}$ наработки до появления n отказов, так что (для экспоненциального закона)

$$\frac{t_{nу}}{T_{0у}} = \frac{t_n}{T_{0\,зад}},$$

и время ускоренных испытаний будет равно:

$$t_{nу} = \frac{t_n}{k_п}, \qquad (30\text{-}175)$$

где $k_п = T_{0зад}/T_{0у}$ — коэффициент подобия, показывающий, скольким часам работы аппаратуры в нормальных условиях соответствует один час ее работы при ускоренных испытаниях.

В ряде случаев экспериментально определены значения коэффициентов подобия. Так, по зарубежным данным [Л. 55], если за нормальные условия принять коэффициент электрической нагрузки $k_н=0{,}6$ и окружающую температуру равной 30° С, то при увеличении значения $k_н$ (и повышении окружающей температуры до 75° С) коэффициенты подобия увеличиваются, как показано в табл. 30-19.

Таблица 30-19

Элементы	Значение $k_н$			
	1,0	1,3	1,7	2,0
Резисторы	2,2	3,8	5	7,5
Конденсаторы	3	8,2	27	67
Германиевые диоды	27	45	89	134

Рассмотрение этой таблицы показывает, что для аппаратуры с большим числом полупроводниковых приборов ускорение испытаний может быть значительным. Кроме того, эта таблица показывает, что ускоренные испытания легче организовать и произвести оценку показателей надежности в случае испытаний однотипных элементов, чем для аппаратуры в целом (в аппаратуре приходится создавать различные режимы работы разным группам элементов).

Нетрудно видеть, что точность оценки надежности аппаратуры по базовым характеристикам, примеры которых дает табл. 30-19, будет зависеть от их точности. Следовательно, необходимо при оценке результатов испытаний учитывать и точность базовых характеристик. Все это значительно усложняет организацию и проведение ускоренных испытаний на аппаратуре. Несмотря на наличие ряда теоретических и экспериментальных работ [Л. 19, 14 и др.], следует отметить, что методы ускоренных испытаний еще не доведены до инженерного уровня.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 13377—67. Надежность в технике, Термины. М., 1968.

2. Астафьев А. В., Окружающая среда и надежность радиотехнической аппаратуры, изд-во «Энергия», 1965.

3. Базовский И., Надежность (теория и практика), пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина, изд-во «Мир», 1965.

4. Вальд А., Последовательный анализ, Физматгиз, 1960.

5. Васильев Б. В., Козлов Б. А., Ткаченко Л. Г., Надежность и эффективность радиоэлектронных устройств, изд-во «Советское радио», 1964.

6. Гнеденко Б. В., Беляев Ю. К., Соловьев А. Д., Математические методы в теории надежности, изд-во «Наука», 1965.

7. Даммер А., Гриффин Б., Испытание радиоэлектронной аппаратуры и материалов на воздействие климатических и механических условий, пер. с англ. под ред. Б. Е. Бердичевского, изд-во «Энергия», 1965.

8. Дружинин Г. В., Надежность систем автоматики, изд-во «Энергия», 1967.

9. Епифанов А. Д., Надежность автоматических систем, изд-во «Машиностроение», 1964.

10. Калабро С. Р., Принципы и практические вопросы надежности, пер. с англ. под ред. Д. Ю. Панова, изд-во «Машиностроение», 1966.

11. Герцбах И. Б., Кордонский Х. Б., Модели отказов, под. ред. Б. В. Гнеденко, изд-во «Советское радио», 1966.

12. Кузнецов В. А., Основные вопросы надежности радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Энергия», 1965.

13. Козлов Б. А., Ушаков И. А., Краткий справочник по расчету надежности радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Советское радио», 1966.

14. Ллойд Д., Липов М., Надежность, пер. с англ. под ред. Н. П. Бусленко, изд-во «Советское радио», 1964.

15. Вентцель Е. С., Введение в исследование операций, изд-во «Советское радио», 1963.

16. Нечипоренко В. И., Структурный анализ и методы построения надежных систем, изд-во «Советское радио», 1968.

17. Сандлер Дж., Техника надежности систем, пер. с англ., изд-во «Наука», 1966.

18. Половко А. М., Основы теории надежности, изд-во «Наука», 1964.

19. Перроте А. И., Карташев Г. Д., Цветаев К. Н., Основы ускоренных испытаний радиоэлементов на надежность, изд-во «Советское радио», 1968.

20. Луцкий В. А., Расчет надежности и эффективности радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Наукова думка», Киев, 1966.

21. Седякин Н. М., Элементы теории случайных импульсных потоков, изд-во «Советское радио», 1965.

22. Куликов В. А., Обеспечение надежности сложной радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Советское радио», 1966.

23. Гнеденко Б. В., Коваленко И. Н., Введение в теорию массового обслуживания, изд-во «Наука», 1966.

24. Шишонок Н. А., Репкин В. Ф., Барвинский Л. Л., Основы теории надежности и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры, под общ. ред. Н. А. Шишонка, изд-во «Советское радио», 1964.

25. Шор Я. Б., Статистические методы анализа и контроля качества и надежности, изд-во «Советское радио», 1962.

26. Холпин Дж., Бездефектность (новый подход к проблеме обеспечения качества), пер. с англ. под ред. Я. М. Сорина, изд-во «Мир», 1968.

27. Ильинский В. С., Вопросы изоляции вибраций и ударов, изд-во «Советское радио», 1960.

28. Сборник «О надежности сложных технических систем», под ред. А. И. Берга, Н. Г. Бруевича, Б. В. Гнеденко, Т. А. Голинкевича, изд-во «Советское радио», 1966 (статья Беляева Ю. К., Ушакова И. А., «Оптимальные границы для контрольных допусков»).

29. Босс Р., Статистические основы контрольно-выборочных испытаний, «Вопросы ракетной техники», № 6 (138), 1966.

30. Голинкевич Т. А., Оценка надежности сложных технических систем в процессе их производства [Л. 28].

31. Лукьященко В. И., Терпиловский А. Н., Об учете предварительной информации при оценке надежности сложных технических систем [Л. 28].

32. Сотсков Б. С., Физика отказов и определение интенсивности отказов [Л. 28].

33. Олесен Х., Проектирование электронной аппаратуры с учетом воздействия космической радиации, «Электроника», 1964, № 32, 1965, № 1.

34. Van Lint V. and Wikner E., Correlation of radiation types with radiation effects, IEEE Transactions of Nuclear Science, January, 1963.

35. Price W. E., IEEE Transactions of Nuclear Science, 1965, № 6.

36. Brown W. L., Gable J. D., Rosenzweig W., The Bell System Technical Journal, 1963, № 4.

37. Munday R. G., System design of space simulation chambers, Raumfahrforschung, 1964, № 2.

38. Epstein B., Sobel M., Life testing, Journ. Amer. Statist. Assoc., v. 48, 1953.

39. Mann A. E., Benning F. N., Solar simulation for testing, «Радиоэлектроника за рубежом», вып. 10, 1965.

40. Космическая физика, пер. с англ. под ред. И. А. Жулина, изд-во «Мир», 1966.

41. IEEE Transactions of Nuclear Science, 1963, № 5; 1965, №2.

42. Околоземное космическое пространство, Справочные данные, пер. с англ. под ред. В. П. Шабанского, изд-во «Мир», 1966.

43. Барзилович Е. Ю., Приложение математических методов к задачам эксплуатации авиационной техники, изд-во ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1965.

44. Barlow R. E., Proschan F., Planned replacement, Studies in Applied Probabilitities and Management Science, Stanford, 1962.

45. Васильев Б. В., Прогнозирование надежности и эффективности динамических систем [Л. 28].

46. Левин Б. Р., Епишин Ю. Г., Теория резервирования систем с восстановлением. Дополнение к [Л. 3].

47. Соловьев А. Д., Надежность системы с восстановлением, в сб. «Кибернетику на службу коммунизму», изд-во «Энергия», 1964.

48. Knelle S. G., Надежность систем с резервированием при наличии замены и переключения элементов, Proc. Seventh National Symposium on Reliability and Quality Control in Electronics, 1961.

49. Груничев А. С., Кузнецов В. А., Шипов Е. В., Испытания радиоэлектронной аппаратуры на надежность, изд-во «Советское радио», 1969.

50. Иванов В. И., Дозиметрия ионизирующих излучений, Атомиздат, 1964.

51. Вольпин А. Г., Расчет надежности радиопередатчика, изд-во «Связь», 1967.

52. Креденцер Б. П., Ластовченко М. М., Сенецкий С. А., Шишонок Н. А., Решение задач надежности и эксплуатации на универсальных ЭЦВМ, под ред. Н. А. Шишонка, изд-во «Советское радио», 1967.

53. Вентцель Е. С., Теория вероятностей, Физматгиз, 1962.

54. Коуден А., Статистические методы контроля качества, пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина, Физматгиз, 1961.

55. Cary H., Thomas R. E., Accelerated testing as problem of modeling, Proc. Sixth National Symposium on Reliability and Quality Control in Electronics, 1960.

56. Инженерные методы исследования надежности радиоэлектронных систем, пер. с англ. под ред. А. М. Половко, А. Г. Варжапетяна, изд-во «Советское радио», 1968.

57. Козлов Б. А., Резервирование с восстановлением, изд-во «Советское радио», 1969.

58. Ушаков И. А., Методы решения простейших задач оптимального резервирования при наличии ограничений, изд-во «Советское радио», 1969.

59. Голинкевич Т. А., Оценка надежности радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Советское радио», 1969.

60. Барлоу Р., Прошан Ф., Математическая теория надежности, пер. с англ. под ред. Б. В. Гнеденко, изд-во «Советское радио», 1969.

61. Шор Я. Б., Кузьмин Ф. И., Таблицы для анализа и контроля надежности, изд-во «Советское радио», 1968.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Справочник по радиоэлектронике

под общей редакцией проф., докт. техн. наук А. А. Куликовского, том 3
М., изд-во «Энергия», 1970, 816 стр. с рис.

Редакторы *Т. В. Жукова, В. В. Енютин, В. А. Солдатенков*
Техн. редактор *Н. В. Сергеев*
Переплет художника *А. М. Кувшинникова*
Корректор *Г. Г. Желтова*

Сдано в набор 18 IX 1969 г. Подписано к печати 30/III 1970 г.
Бумага типографская № 270×108$^1/_{16}$. Т-06211. Уч.-изд. л. 92,3
Усл. печ. л. 71,4. Тираж 50 000 экз. Цена 4 р. 82 к. Зак. 1248

Издательство «Энергия». Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома Комитета по печати
при Совете Министров СССР. Гор. Владимир, ул. Победы, 18-б.

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ КО II ТОМУ «СПРАВОЧНИКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ» ПОД РЕДАКЦИЕЙ А. А. КУЛИКОВСКОГО

Стр.	Колонка	Строка	Напечатано	Следует читать
88	Формула 13—105	—	$S_0 \approx \ldots = \frac{I_к}{26}$;	$S_0 \approx \ldots = \frac{I_к}{26} \cdot 10^3$;
88	Справа	9-я сверху	где $R_э$ (*ом*);	где $r_э$ (*ом*);
93	Слева	7-я снизу	h_2	L_2
120	Справа	28-я сверху	$C = \frac{g_{вх}}{(d - d_к)\,\pi f_п}$.	$C = \frac{g_{вх}}{(d - 2d_к)\,\pi f_п}$.
489	Слева	24-я снизу	$K \approx \frac{\mu R_а}{R_а + 2\mu R_i}$.	$K \approx \frac{\mu R_а}{R_а + 2R_i}$.

Таблицу 16-2 на стр. 278 следует читать

Магнитные свойства магнитных лент

Показатель	Единица измерения	Тип 1	Тип 2	Тип 6	L9S (ФРГ)	Scotch—190 (США)
Коэрцитивная сила . . .	*ка/м*	11	25	17	24	19
Напряженность поля насыщения	*ка/м*	100	180	160	180	180
Остаточный поток насыщения	*пвб*	3100	8100	8800	5200	6800
Относительная начальная магнитная проницаемость	—	—	1,7	2,2	1,4	1,8